

FUENTE DE CORRIENTE ALTERNA
CONTROLABLE ENTRE 1 Hz Y 50 kHz
PARA APLICACIONES DE CONGELACIÓN
MAGNÉTICA:
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LA ETAPA DE
POTENCIA

Autor: Guillermo Fuente Taravillo

Tutor: Pedro Alou

Cotutor: Antonio Rodríguez

Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales

Febrero 2017



*“Science, my lad, is made up of mistakes, but they are mistakes
which is useful to make, because they lead little by little to the truth”*

Julio Verne

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, querría agradecer a mi familia por todo el apoyo que me ha dado durante la realización del trabajo, y en general desde el primer día que entré en la ETSII, enseñándome a no rendirme y a perseguir mis sueños.

Gracias también a todos los amigos que me han acompañado en el camino, sabiendo sacar lo mejor de ellos mismos, ante situaciones de dificultad que juntos hemos ido abordando en estos años.

Mención especial a Eduardo Ballesteros, compañero durante todo el año en la creación del inversor. Por todas esas horas de reuniones, simulaciones en la sala de prácticas, ratos de soldadura en el taller y experimentos en el CEI. El proyecto ha salido adelante gracias a la colaboración conjunta.

Gracias a José Antonio Cobos por darme a conocer el proyecto y ponerme en contacto con el mundo de la preservación de alimentos y tejidos. Y gracias a Pedro Alou por acoger el proyecto de nuevo en septiembre y dedicar su tiempo a solucionar problemas y supervisar el trabajo.

Agradecer a Antonio la ayuda brindada durante todos estos meses y sobre todo de cara a la comprensión del tema de la congelación magnética y las labores realizadas en el ICTAN. Me gustaría agradecer también a esta institución por la oportunidad de visitar sus instalaciones y el interés que tienen en la ingeniería como motor para avanzar en investigaciones biológicas y médicas.

Gracias al personal y colaboradores del CEI, en especial a Noemí, por el tiempo dedicado a la revisión del diseño de la PCB y los numerosos consejos ofrecidos.

Y por último, gracias a Bego, por haber estado siempre ahí, para una palabra de ánimo, para darme un empujón más. Gracias por traer orden al caos y paciencia a la hora cosechar los éxitos.

Agradecer a todos, porque sin ellos este proyecto no habría salido adelante.

RESUMEN

El propósito de este Trabajo Fin de Grado es diseñar un dispositivo capaz de suministrar una intensidad de corriente senoidal a una carga inductiva con el fin de generar un campo magnético en su interior. El dispositivo en cuestión es un convertidor de tensión continua a alterna (CC-CA), también conocido como inversor electrónico.

El campo magnético generado servirá en un futuro para investigar la influencia de este en el proceso de congelación de matrices alimentarias y otros tejidos. El interés en estas investigaciones nace en el ICTAN (Instituto de Ciencia y Tecnología de Alimentos y Nutrición), centro perteneciente al CSIC, en línea con una tesis doctoral sobre la búsqueda de mejoras en la calidad y vida útil de productos congelados aplicando campos electromagnéticos [1]. Además, otras instituciones del campo de la medicina, como el Hospital de Getafe, se han visto atraídas también ante la posibilidad de usar técnicas que mejoren la preservación en frío de tejidos para trasplantes.

El uso de campos magnéticos se implementa ya en congeladores industriales de la empresa japonesa ABI (conocidos como sistemas CAS, *Cells Alive System*) [2]. No obstante, no existe aún consenso sobre la efectividad de la técnica, ya que el proceso intrínseco de congelación tiene muchos parámetros a controlar y estos congeladores CAS no permiten regulación de los campos aplicados. Por ello, desde el ICTAN se desea aislar de forma independiente las variables frecuencia e intensidad del campo magnético para analizar si existe alguna influencia en la nucleación de cristales de hielo y la tasa de superenfriamiento que aparece al congelar tejidos.

De este modo, para operar en un rango amplio de frecuencias, el dispositivo se ha diseñado para funcionar en un rango entre 1 Hz y 50 kHz. Como cargas inductivas se dispone de dos bobinas de núcleo de aire de distinta inductancia por las que se hace circular una intensidad eficaz calculada para la generación un campo magnético determinado.

Se ha seleccionado un inversor con topología de puente completo, continuando con el modelo de un TFG anterior que no fue finalmente operativo [3], y partiendo de este se ha procedido a la simulación, análisis e implementación del mismo. En un primer momento se intentó aprovechar el diseño de la PCB anterior pero dado que era inviable, se decidió diseñar de cero la placa y darle un nuevo enfoque.

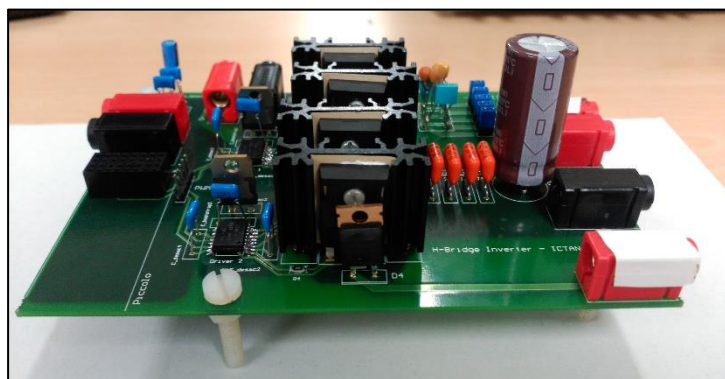
En paralelo con el presente proyecto, se ha desarrollado otro TFG por parte de un compañero para implementar el sistema de control digital del inversor, utilizando un DSP (Digital Signal Processor) modelo Piccolo F28069 de Texas Instruments [4].

Un primer obstáculo teórico en la consecución de los objetivos, y que no se tuvo en cuenta en el modelo de referencia, fue el hecho de que la tensión necesaria para llevar al inversor a sus condiciones de funcionamiento crece en proporción a la frecuencia, dada una intensidad nominal fija. Para solucionar esto se decidió implementar un bloque resonante en el inversor para disminuir la impedancia de la carga y poder obtener así las frecuencias más altas. En concreto se calcularon cuatro capacidades resonantes para las frecuencias de 10, 20, 40 y 50 kHz. Esto se traduce en implementar condensadores en serie con la carga base. Por medio de la resonancia se consigue mejorar la respuesta del inversor a esas frecuencias y disminuye la tensión necesaria para hacerlo funcionar.

Se podría resumir el presente trabajo en tres grandes fases hasta la obtención del dispositivo inversor, que se desarrollan a continuación.

En primer lugar, se simuló el funcionamiento del inversor utilizando el software PSIM para estudiar el comportamiento a nivel teórico. Para ello se obtuvieron gráficas de la salida a varias frecuencias concretas en el rango de interés y en distintos supuestos de control. Estos son: control por onda cuadrada y control PWM modulado, comparando el contenido armónico de cada uno. En un primer momento, las simulaciones fueron realizadas en bucle abierto. Posteriormente, se analizaron los efectos de añadir al inversor un control en bucle cerrado (regulador de tipo PI) para el caso de PWM modulado unipolar.

En segundo lugar, se procedió a la implementación física del dispositivo. Para ello se revisaron y eligieron los componentes electrónicos a utilizar y se diseñó la PCB (*Printed Circuit Board*) con la ayuda del software Altium Designer. En vista de que el modelo de PCB inicial no había sido operativo y, tras un primer intento fallido de PCB de dos capas, se tomó la decisión de partir de cero y efectuar un diseño completamente nuevo. El prototipo resultante añadía así mejoras como el bloque resonante y optimizaba el espacio disponible en la placa. Al ser el nuevo diseño de cuatro capas, este no podía ser fabricado en el taller del CEI (Centro de Electrónica Industrial) en la ETSII, por lo que se mandó a fabricar a una empresa externa. Como ventaja, el acabado resultaría mucho más fino y el contacto eléctrico entre componentes tras la soldadura quedaría garantizado.



Vista frontal del inversor terminado con todos sus componentes

En tercer y último lugar, se soldaron todos componentes y se revisó el estado de las conexiones con un polímetro. Tras estas comprobaciones, se pasó a validar el prototipo aplicando los pulsos de control y alimentando con una tensión controlable manualmente.

Después de todo el proceso se extrajeron conclusiones, estableciendo que el inversor obtenido es operativo y adecuado para el objetivo con el que se había proyectado. Se propusieron así mismo una serie de actuaciones a realizar como líneas futuras del proyecto.

Para finalizar, cabe añadir que el presente Trabajo Fin de Grado se ha extendido desde febrero de 2016 hasta febrero de 2017 con un presupuesto total estimado de 6145,75€. Se ha becado al autor durante cuatro meses del mismo (entre octubre y enero) y se calcula una dedicación aproximada al mismo de entre 400 y 450 horas.

Códigos UNESCO:

330913 *Conservación de Alimentos* - **330922** *Refrigeración* - **330990** *Microbiología de Alimentos* - **330995** *Transmisión de Calor en Refrigeración y Calefacción* - **221117** *Propiedades Magnéticas* - **221125** *Semiconductores* - **220301** *Circuitos* - **220302** *Elementos de Circuitos* - **330703** *Diseño de Circuitos* - **330714** *Dispositivos Semiconductores* - **330719** *Transistores* - **331107** *Instrumentos Electrónicos* - **220202** *Magnitudes Eléctricas y Su Medida*.

Palabras clave:

Congelación magnética, Superenfriamiento, CAS, Preservación de Alimentos, Preservación de tejidos, Electrónica de Potencia, Inversor Electrónico, Puente Completo, Transistor MOSFET, Resonancia Eléctrica, Bobina, Campo magnético, Condensador, Control Digital, DSP, Diseño de Circuitos, PCB, Soldadura con Estaño, Simulación de Circuitos.

Índice de contenidos

Agradecimientos	I
Resumen	III
Preámbulo y Entorno del Trabajo.....	1
1. Introducción y justificación	3
1.1. Motivación	4
1.2. Objetivos.....	5
1.3. Marco ingenieril del proyecto	6
2. Contexto inicial.....	8
2.1. Antecedentes.....	8
2.2. Superenfriamiento con campos magnéticos	9
2.3. Punto de partida.....	13
2.4. Metodología.....	14
Desarrollo Conceptual del Trabajo.....	17
3. Marco Teórico	19
3.1. Bobina.....	19
3.2. Condensador.....	26
3.3. Resonancia eléctrica	27
3.4. El inversor electrónico	28
3.5. Semiconductores.....	31
4. Descripción del sistema.....	36
4.1. Rectificador AC/DC de tensión.....	37
4.2. Interruptores de potencia	38
4.3. Control digital de los interruptores.....	41
4.4. Cargas inductivas a la salida. Bobinas.....	44
5. Análisis y diseño del Inversor	49
5.1. Balance de potencias	49
5.2. Control PWM del inversor	51
5.3. Problemas a altas frecuencias.....	60

5.4.	Elección de componentes.....	61
5.5.	Pérdidas en los interruptores.....	67
Simulación, Diseño y Montaje Físico del Inversor		75
6.	Simulaciones.....	77
6.1.	Modelo en PSIM.....	77
6.2.	Simulaciones en bucle abierto.....	78
6.3.	Simulaciones en bucle cerrado	86
6.4.	Conclusiones teóricas.....	88
7.	Diseño de la placa	89
7.1.	Problemas del primer prototipo modelo.....	90
7.2.	Justificación y descripción del diseño final.....	91
8.	Montaje y soldadura de la placa.....	96
Validación, Resultados y Conclusiones.....		99
9.	Diseño experimental	101
10.	Resultados y discusión	102
10.1.	Bobina de alta frecuencia con resonancia.....	103
10.2.	Bobina de alta frecuencia sin resonancia.....	106
10.3.	Bobina de baja frecuencia.....	109
11.	Conclusiones	111
12.	Evaluación de impactos	113
12.1.	Impacto ético – social.....	113
12.2.	Impacto económico.....	113
12.3.	Impacto ambiental	114
12.4.	Seguridad y salud.....	114
13.	Líneas futuras	115
Presupuesto y Planificación del Proyecto.....		117
14.	Presupuesto	119
14.1.	Presupuesto de material y software.....	119
14.2.	Recursos humanos.....	120
14.3.	Coste total	120
15.	Estructura de descomposición del proyecto (EDP).....	121
16.	Planificación y diagrama de Gantt.....	122

Anexos	125
ANEXO I: Esquemático Altium.....	127
ANEXO II: Layout en Altium de la PCB de 4 capas.....	128
ANEXO III: Índice de figuras	130
ANEXO IV: Índice de tablas	134
ANEXO V: Índice de siglas y símbolos.....	135
ANEXO VI: Bibliografía.....	136

PREÁMBULO Y ENTORNO DEL TRABAJO

1.Introducción y justificación

El presente Trabajo Fin de Grado aporta una aplicación de la Electrónica de Potencia a la investigación sobre la preservación de alimentos y tejidos a través de la congelación con campos magnéticos. Con el diseño y construcción de un inversor electrónico prototipo se pretende generar corrientes en unas bobinas de frecuencia controlable para la inducción de un campo magnético.

El trabajo se estructura en cinco bloques principales:

- » *Preámbulo y entorno del trabajo:* Se introduce el trabajo enmarcándolo en un contexto científico explicado con sus antecedentes y resultados hasta el momento. Constituye un bloque imprescindible para establecer los datos de partida y los objetivos alcanzables.
- » *Desarrollo conceptual del trabajo:* Después de explicar brevemente el marco teórico necesario para justificar las decisiones tomadas, se procede a describir el sistema electrónico a diseñar, indicando todos los aspectos técnicos tenidos en cuenta para la realización del proyecto.
- » *Simulación, diseño y montaje físico del inversor:* Se justifica de forma práctica el inversor a través de la simulación informática del modelo conceptual. Además, se explica el proceso de diseño de la PCB y el montaje físico de la misma.
- » *Experimentos, resultados y conclusiones:* Se presentan los resultados experimentales obtenidos tras el diseño teórico y práctico, sintetizando los más importantes con unas reflexiones finales, así como una valoración de los impactos. Por último, se abren unas líneas futuras para posibles mejoras y nuevos enfoques que se podrían dar al proyecto.
- » *Presupuesto y planificación del proyecto:* Se detalla el presupuesto de forma pormenorizada con cada partida por separado y el total resultante. La planificación se estructura mediante el modelo EDP y un diagrama de GANTT para la programación temporal.

Por último, se incluyen los anexos con los esquemas eléctricos y vistas del *layout* final, así como índices varios y la bibliografía utilizada para la realización del trabajo.

1.1. Motivación

La conservación de alimentos nació mucho antes de que las teorías en Microbiología explicaran por qué los alimentos se estropean y causan enfermedades si se ingieren en mal estado. La evolución humana y la supervivencia del hombre no hubieran sido posible de no haber ideado mecanismos para la preservación de los alimentos obtenidos mediante la caza o la cosecha. Por aquel entonces, la inventiva y la casualidad eran el motor tecnológico de la sociedad.

Ya en el Neolítico fue identificado el frío como un agente que mantenía frescos los productos y los conservaba durante más tiempo. Los espacios fríos, oscuros y protegidos del aire, como las cuevas, eran usados como congeladores naturales. En los lugares con hielo disponible, se utilizaba éste directamente para la conservación.

Hoy en día, los avances de la ciencia y la ingeniería, el método científico y la informática han permitido desarrollar nuevos mecanismos de preservación de alimentos, con resultados que hace doscientos años ni se imaginaban.

Actualmente se emplean multitud de técnicas de conservación química (conservantes) en los alimentos; pero la principal sigue siendo el enfriamiento y la congelación directa del alimento. Se sabe que la conversión en hielo del agua contenida en el producto, a medida que la temperatura ambiente empieza a disminuir, paraliza gran parte de la actividad bioquímica interna.

La congelación no solo preserva los alimentos de los patógenos, sino que además proporciona más higiene y seguridad hasta el momento de su consumo. Es eficaz sobre todo para prevenir hongos, bacterias, levaduras y helmintos, que proliferan a temperatura ambiente [5].

Sin embargo, el tamaño de los cristales de hielo, así como su distribución en el alimento puede afectar considerablemente a la calidad, el sabor y el aspecto externo de los alimentos. De esta forma se persigue que los cristales de hielo sean lo más pequeños posibles y estén uniformemente distribuidos por todo el alimento.

En este contexto, y basándose en resultados experimentales publicados en los últimos años, resulta de gran interés tecnológico desarrollar un dispositivo que aplique campos magnéticos dentro de un congelador, buscando afectar al proceso intrínseco de la congelación para mejorar las características del producto final.

Además, existe otro campo de interés relativo a la preservación de tejidos vivos para trasplantes que podría aprovechar todas las ventajas que se obtengan con esta nueva técnica.

Son todos estos argumentos los que motivan la realización del presente Trabajo de Fin de Grado sobre el diseño y fabricación de un inversor electrónico para darle un uso en la investigación de la congelación con presencia de campos magnéticos variables.

1.2. Objetivos

Resulta importante establecer el alcance y los objetivos del presente Trabajo Fin de Grado que determinan tanto las competencias que el presente autor ha tenido que adquirir como las responsabilidades que ha tenido que ejercer durante la realización del mismo.

Se presentan a continuación los objetivos primarios numerados, siguiendo un orden lógico de realización:

1. Realizar una revisión actualizada sobre las investigaciones de la congelación con campos magnéticos de tejidos y alimentos.
2. Determinar los requisitos que debe cumplir el inversor para satisfacer las condiciones de partida: una salida de corriente senoidal de 1,47 A de valor eficaz en una serie de frecuencias discretas dentro del rango de 50 a 50 000 Hz.
3. Revisar todo el diseño del convertidor de potencia (el inversor) anterior y localizar deficiencias. Valorar cómo se pueden mejorar.
4. Proponer un nuevo diseño de forma justificada a partir de las necesidades establecidas.
5. Simular el circuito antes de su implementación física para contrastar con el modelo teórico del inversor monofásico.
6. Revisión y elección razonada de los componentes a usar.
7. Diseño de la PCB (*Printed Circuit Board*), donde se va a montar el circuito del inversor, con el *software* de diseño *Altium*.
8. Realizar experimentos y analizar los resultados siguiendo una metodología antes de entregar el dispositivo para su uso final en el ICTAN (CSIC).

Además, el trabajo ofrece la oportunidad de desarrollar objetivos transversales en otras áreas no tan relacionadas con la técnica en sí:

- i. Aportar un punto de vista crítico y opinión a la hora de tomar decisiones.
- ii. Combinar el aprendizaje de nuevos temas gracias a las personas entendidas en el campo con el trabajo personal y el estudio propio en la materia.
- iii. Plasmar los resultados de forma ordenada y coherente en la presente memoria, elaborando un proyecto de ingeniería completo y que pueda servir como texto de referencia para futuros trabajos.
- iv. Conocer de primera mano cómo se trabaja en un equipo de desarrollo en ingeniería electrónica.

1.3. Marco ingenieril del proyecto

La red eléctrica es el método primario para distribuir la energía obtenida a partir de las distintas fuentes de generación (centrales térmicas e hidroeléctricas, plantas nucleares, aerogeneradores, plantas de energía solar térmica o fotovoltaica...). Los parámetros fundamentales para cuantificar la energía eléctrica, a saber, el voltaje (V) y la intensidad (I) deben ser controlados y adecuados para cada aplicación concreta.

La Electrónica de Potencia es la rama de ingeniería encargada de convertir eficientemente, controlar y acondicionar esta energía eléctrica. Su campo de utilidad es muy amplio y es utilizada a diario a nivel industrial, doméstico y otras aplicaciones específicas.

Una división básica para estudiar los distintos convertidores de potencia (ver Figura 1.1) pasa por ver qué tipo de onda de tensión/intensidad tenemos antes y después del acondicionamiento. Las formas de estas ondas serán típicamente continuas, sinusoidales o cuadradas. No sólo se ajusta la forma de onda sino también el nivel o amplitud, reduciéndolo o aumentándolo según convenga.

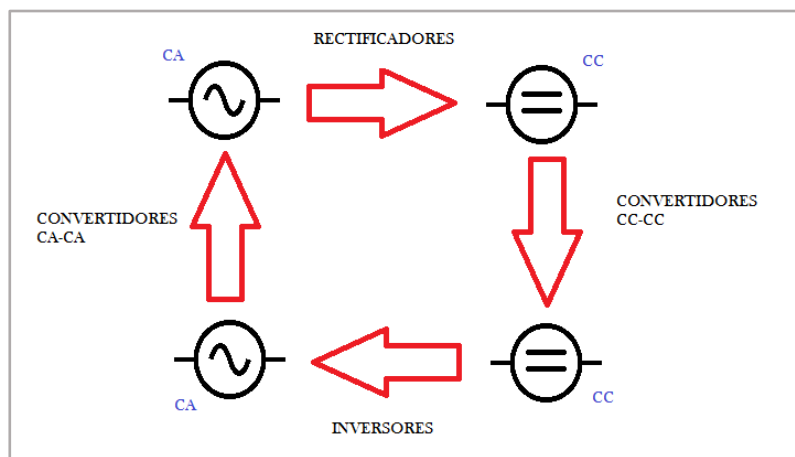


Figura 1.1. Convertidores de Potencia

En este proyecto se aborda la conversión CC-CA o inversión. A partir de una entrada continua, generalmente de tensión, (una fuente de alimentación, una batería, un panel solar...) el dispositivo convierte esta entrada en una salida alterna (no tiene por qué ser sinusoidal). Se trata de fabricar un inversor *ad hoc* para una carga inductiva específica que cumpla unos requerimientos de corriente y frecuencia concretos que se detallarán más adelante.

El propósito del inversor en este trabajo es, por tanto, obtener un campo magnético alterno en una bobina (carga) para aplicarlo en la congelación o enfriamiento de muestras biológicas y alimentos y poder comprobar cómo afectan estos campos al proceso de preservación y conservación.

2.Contexto inicial

El presente proyecto se realiza dentro de una colaboración entre el Centro de Electrónica Industrial (CEI) y el Instituto de Ciencia y Tecnología de Alimentos y Nutrición (ICTAN) perteneciente al Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC). Concretamente dentro de una línea de investigación en congelación con campos magnéticos para aplicaciones alimenticias. Esta línea fue iniciada como programa de doctorado del antiguo alumno de esta Escuela, Antonio Rodríguez.

Desde el CEI se ha ido brindando apoyo en los últimos dos años en la parte electrónica de los dispositivos a emplear en los diversos experimentos que se realizan en los espacios congeladores del ICTAN (edificio situado en Ciudad Universitaria).

Así, en la parte que al presente Trabajo Fin de Grado incumbe, se debe proporcionar un diseño del inversor funcional y probado para que se pueda utilizar en el ICTAN por el personal a cargo de la investigación.

A continuación, se describen brevemente los principios que motivan las investigaciones mencionadas en congelación con campos magnéticos, así como dar una visión breve de los resultados y evidencias obtenidos en los últimos años en la materia.

2.1. Antecedentes

En los últimos años numerosos artículos han sido publicados sobre la utilización de campos magnéticos en el proceso de enfriamiento y congelación de alimentos y tejidos, aportando una serie de resultados variables y no concluyentes [6][7][8]. Existen todavía dudas sobre los mecanismos físicos que rigen el proceso de congelación de un tejido. También es necesario esclarecer la verdadera dependencia entre los campos magnéticos aplicados (a una frecuencia y amplitud concreta) y los parámetros de calidad más importantes de los productos conservados.

El proceso de congelación por nucleación heterogénea, que es la que se da en alimentos y tejidos biológicos, es de tipo estocástico [9]. Requiere para su estudio y comprensión numerosos experimentos; todos ellos bajo unas condiciones perfectamente fijadas, y con suficientes repeticiones, para poder realizar un buen análisis estadístico. Hay numerosos experimentos en la materia, descritos en la literatura científica internacional, que no acaban de identificar y/o controlar satisfactoriamente todos los factores que juegan un papel importante en la congelación con campos magnéticos. Las

comparaciones entre experimentos con y sin campos aplicados no siguen una metodología ni diseño suficientemente claros. Aún más, hay todavía un gran rango de intensidades y frecuencias de campos magnéticos con los que todavía no se ha experimentado [2].

En este contexto, es necesaria una experimentación más rigurosa, así como recopilar más evidencia para confirmar o rechazar la eficacia que tienen los campos magnéticos en mejorar la calidad del producto congelado.

Por ello, resulta de mucho interés la fabricación de un inversor capaz de generar en una carga inductiva (bobina) varias frecuencias y niveles de intensidad de campo magnético, que será usado en las instalaciones del ICTAN por el personal investigador.

2.2. Superenfriamiento con campos magnéticos

Como ya se adelantó anteriormente en la Motivación, conservar a baja temperatura los alimentos o tejidos impide que estos se deterioren y estropeen con el tiempo. Los procesos químicos involucrados son complejos, pero se puede dar una explicación utilizando la relación empírica de *Arrhenius* (teoría de las colisiones eficaces): una disminución de la temperatura disminuye el número de moléculas que superan la energía de activación necesaria para reaccionar efectivamente y por tanto retrasa la reacción de degradado [10].

Durante la congelación, el agua contenida en los productos baja su temperatura hasta producirse un cambio de fase y la formación de cristales de hielo. Se ha demostrado [11] que cuanto más pequeños, redondos y distribuidos sean estos cristales de hielo formados, menor daño recibe el tejido. La calidad del producto conservado dependerá por tanto del tamaño, la forma y la distribución de esos pequeños cristales de hielo formados. La cinética de enfriamiento deberá ser controlada y optimizada para reducir el daño del tejido en su congelación.

El proceso completo tiene lugar en 3 pasos (ver Figura 2.1):

1. Pre-enfriamiento (*precooling*)
2. Cambio de fase o plato de congelación (*phase transition or freezing plateau*)
3. Enfriamiento posterior (*tempering*)

Se entiende por *grado de superenfriamiento* el salto de temperaturas que se puede producir entre la nucleación de los cristales de hielo (a T_N) y la temperatura de fusión real (T_F). Se observa que al llegar al punto de congelamiento el cambio de fase no se produce instantáneamente, sino que el agua se mantiene líquida en un intervalo (ΔT) mayor.

Cuanto mayor sea el grado de superenfriamiento (obtener un mayor ΔT), más cantidad de cristales hielo será formado instantáneamente y por tanto más corta será la fase de transición. Los cristales formados crecerán menos y se repartirán más uniformemente. En conclusión, el superenfriamiento es ventajoso para la conservación del producto.

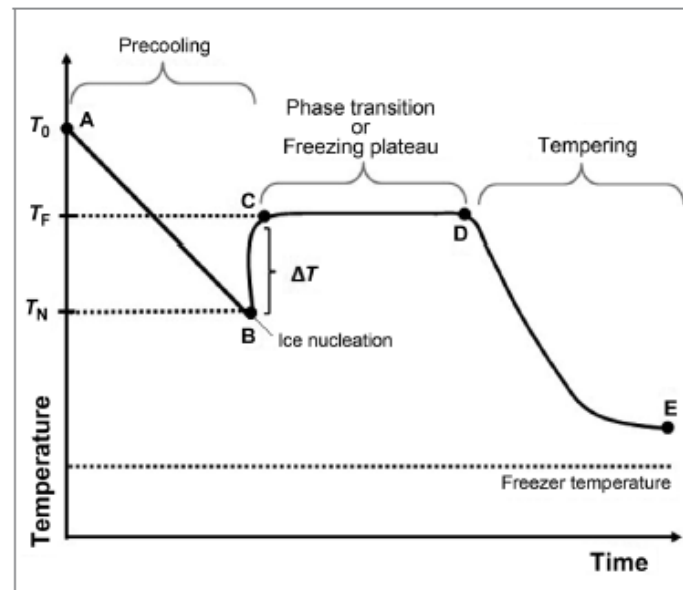


Figura 2.1: Gráfica T-t de congelación con superenfriamiento. Fuente: [2]

En los últimos años se han venido investigando nuevas tecnologías para el control de la nucleación de cristales durante la congelación: ultrasonidos, alta presión, campos eléctricos, campos magnéticos... Todos estos métodos se aplican en el interior del equipo congelador para variar el grado de superenfriamiento e incidir en la formación de hielo. En lo que respecta a este proyecto, se va a tratar la solución con campos magnéticos.

Comercialmente se usan en el interior de congeladores fabricados por dos compañías japonesas. La primera, que despierta mayor interés y se va a tratar aquí, es ABI Co. Ltd (Japón) la cual ofrece congeladores con el sistema denominado (por la propia compañía) CAS (*Cells Alive System*). Esta compañía desarrolló y patentó en 2001 [12] un equipo congelador que aplica campos magnéticos para congelar el producto preservando las características de frescor y calidad adecuadas.

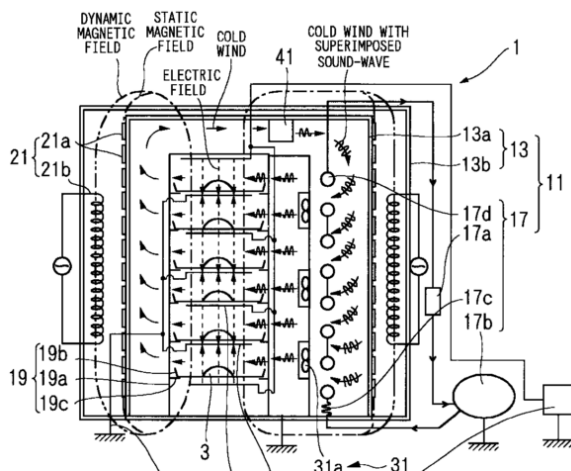


Figura 2.3: Patente original del CAS freezer.

Fuente: [49]



Figura 2.2: Congeladores CAS industriales.

Fuente: [48]

Los científicos que han usado esta técnica alegan que un campo magnético adecuado afecta al alineamiento de los núcleos de hidrógeno en las moléculas de agua, así como a la formación de los puentes de hidrógeno. Una ligera vibración térmica ayudaría a evacuar calor evitando la formación de cristales de hielo y alargando el rango de superenfriamiento [13]. Estos congeladores CAS aplican también campos magnéticos estáticos que aumentan el grado de superenfriamiento según evidencia experimental [14] (ver Figura 2.4).

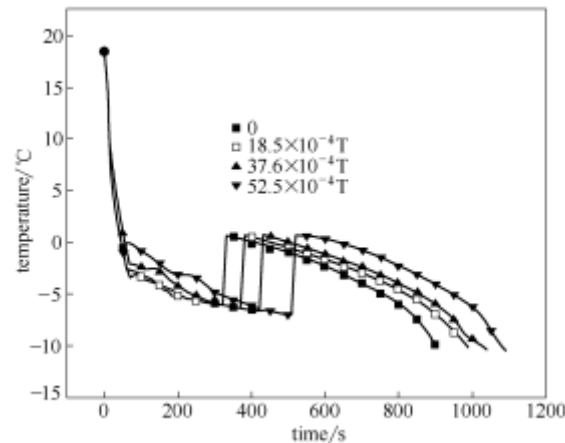


Figura 2.4: Efecto de un campo magnético estático en el grado de superenfriamiento. Fuente: [14]

Cabe añadir que la amplitud y la frecuencia tienen que ser tal que no produzca una fricción desmesurada en el seno del producto por vibración molecular y en consecuencia un calentamiento. Esta técnica se ha empleado en medicina en la investigación contra el cáncer y se denomina hipertermia [15]. Utiliza frecuencias muy altas y nanopartículas magnéticas para causar la fricción en el tejido y destruir células cancerosas. Por el contrario, lo deseado en este proceso es inhibir la proliferación de cristales de hielo y su crecimiento desmedido que ocasiona la rotura de los tejidos, pero no calentando el producto en el proceso (que de hecho se quiere enfriar a temperaturas por debajo de 0°C).

Existe una divergencia de opiniones y teorías físicas. El mecanismo no está del todo fundamentado en detalle y algunos autores ponen en duda su efectividad al alegar una respuesta despreciable del agua, material diamagnético, ante campos del orden de 1 mT o 10 G¹. Por eso se han propuesto otras teorías que podrían explicar el fenómeno, como la presencia de trazas de magnetita (Fe_3O_4) precipitada en los tejidos que podría interactuar fuertemente con pequeños campos magnéticos e impediría la nucleación heterogénea en su entorno (aumentando el superenfriamiento) [16].

En numerosas publicaciones científicas se alega los beneficios de usar estos congeladores CAS que aplican campos magnéticos estáticos y variables a través de unos imanes permanentes y unas bobinas (*magnetic coils*), respectivamente. No obstante, más

¹ Un *gauss* (G) es una unidad de medida del campo magnético del Sistema Cegesimal de Unidades (CGS) que equivale a 10^{-4} T. El campo magnético terrestre tiene un valor medio de 0.5 G.

experimentos y estudios independientes se solicitan para explicar los mecanismos concretos y la eficacia del método [6].

Por otro lado, hay más evidencia en el caso de la preservación de tejidos, compuestos biológicos y órganos. También se han probado los congeladores magnéticos CAS con ellos y los resultados parecen prometedores. Algunos de las aplicaciones sobre las que se ha experimentado en los últimos años son:

- Uso en un futuro en tejidos para trasplantes: supresión del metabolismo anaeróbico y protección miocárdica notablemente superior en corazones de cerdo enfriados con CAS que en los sometidos a tratamiento convencional [17].
- Preservación de organismos vivos: un campo magnético variable en la congelación de especímenes de *Drosophila* (mosca de la fruta) aumentaría su tasa de supervivencia frente a una congelación estándar [18].
- Preservación de muestras biológicas: experimentos llevados a cabo en microbios y bacterias *E. Coli* muestran que el método CAS podría servir para su preservación porque permite menores gradientes de temperatura y por tanto una formación de cristales de hielo más pequeños. Además, habría menor expansión volumétrica por ser una congelación más uniforme [13].
- Criopreservación de células madre: experimentos en animales demuestran que con campos magnéticos se pueden conservar células madre en buen estado manteniendo sus características originales sin alterar [19] [20].

Por tanto, existen dos líneas abiertas de aplicación que ya han mostrado interés en el desarrollo de estos dispositivos.

Por un lado, empresas de restauración que ya usan esta tecnología CAS, como el grupo *Kotobuki* [21] y quieran comprobar su eficacia, así como otras compañías que deseen adquirir estos equipos para preservar sus productos. En la Figura 2.5 se resume el funcionamiento de la técnica:

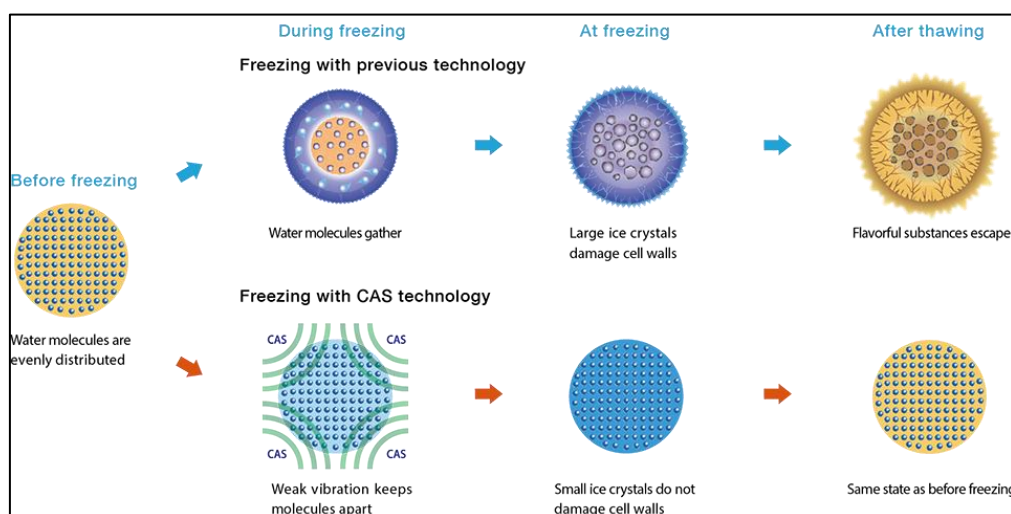


Figura 2.5: Efecto de los congeladores CAS en la congelación de alimentos. Fuente: [50]

Los daños en la estructura interna de las paredes celulares se pueden observar en la Figura 2.6. Las paredes celulares pierden su forma y se dañan en el proceso estándar debido al crecimiento de los cristales de hielo (imagen izquierda).

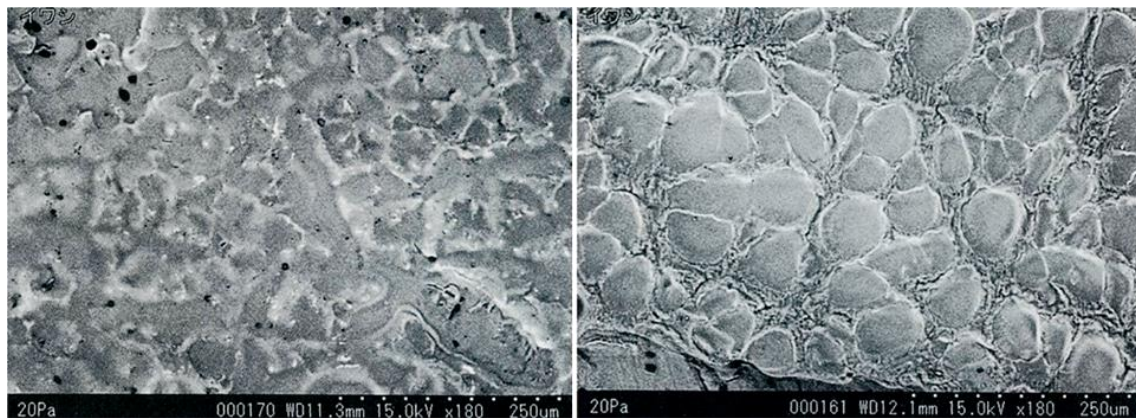


Figura 2.6. Paredes celulares de sardina congelada con método normal (izq.) y con CAS (der.). Fuente: [50]

Por otro lado, la unidad de preservación de córneas para trasplantes del Hospital de Getafe ha mostrado su interés en el método si este pudiera mejorar de alguna forma la duración de estos tejidos antes de ser trasplantados: “Mejorar 24 horas el tiempo que se pueden conservar estos tejidos tan delicados supondría un gran avance” se ha comentado en reuniones mantenidas entre el ICTAN y una doctora del hospital. Actualmente se utilizan técnica de conservación de endotelio corneal a -4°C durante menos de 100 horas [22].

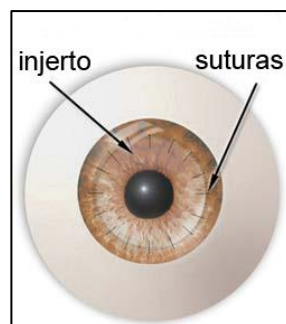


Figura 2.7. Esquema de trasplante de córnea

La finalidad del inversor que este proyecto va a suministrar al ICTAN es comprobar si los campos magnéticos afectan a la tasa de nucleación y consecuentemente a la cinética del crecimiento de cristales de hielo para poder ser usado en equipos congeladores y de preservación.

2.3. Punto de partida

El ICTAN solicita un dispositivo capaz de generar campos magnéticos alternos para unas frecuencias e intensidades determinadas cuyos valores se especificarán y explicarán más adelante en el desarrollo del proyecto. En un principio, la alumna Diana Sánchez, del grado en Ingeniería de la Energía, realizó un Trabajo Fin de Grado en el año 2015

para la fabricación de un primer prototipo de dicho inversor [3]. De este primer trabajo nace la idea germinal del presente proyecto.

Se busca solucionar los problemas surgidos en este primer proyecto, así como mejorar la placa de circuito impreso y dotar al dispositivo de un control para el rango de frecuencias elegidas. Como punto de partida, se comprobó que aquel inversor no era ya operativo y requería un rediseño y optimización.

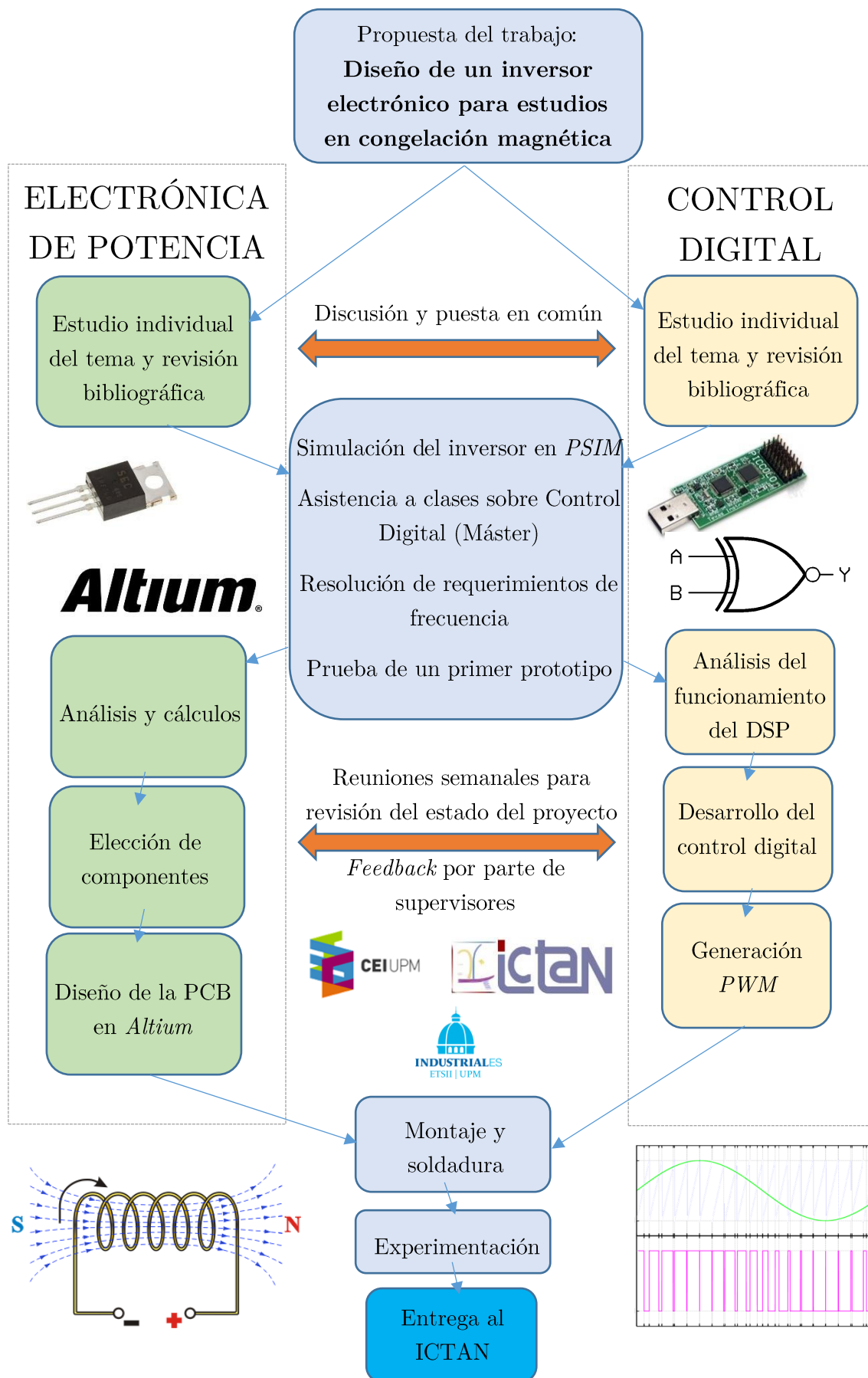
Las bobinas que se utilizaban en el primer diseño sí que se comprobaron operativas y se mantienen como especificación para la realización del trabajo. Más adelante se detallarán las características y usos de cada una de las dos bobinas disponibles.

Bajo estas premisas iniciales se formó un grupo de trabajo, tutelado por el profesor J.A. Cobos y posteriormente por el profesor Pedro Alou ambos del CEI, compuesto por tres personas: Antonio Rodríguez (doctorando en el ICTAN), Eduardo Ballesteros (alumno de GITI) y el autor del presente trabajo con la finalidad de elaborar un inversor plenamente operativo y listo para ser utilizado en las instalaciones del ICTAN en experimentos. En un principio se trabajó de manera conjunta y en paralelo. Pero pronto se marcaron los objetivos y se delimitaron las competencias de cada uno:

- Antonio Rodríguez suministró la información y requisitos de partida, así como una primera explicación del funcionamiento global. Además, junto al tutor Pedro Alou, ha supervisado la realización del proyecto global.
- Eduardo Ballesteros se centró en todo el sistema de control digital del inversor con el DSP (*Digital Signal Processor*) y obtener las distintas señales PWM (*Pulse Width Modulation*) de entrada al inversor, así como colaborar en las tareas de simulación. Se describirá un poco más adelante esta parte, referenciando al correspondiente TFG.
- El presente autor se encargó del convertidor de potencia en sí, trabajando en el diseño, la elección de componentes, las simulaciones (parte conjunta) y los cálculos propios de la electrónica de potencia. Todo esto es lo que se irá explicando en detalle en las páginas de este Trabajo Fin de Grado.

2.4. Metodología

La metodología seguida para la consecución del proyecto global se va a explicar por medio de un diagrama en la página siguiente. Se ha separado en dos vías: la parte del control y la de potencia al haberse realizado en paralelo dentro del grupo de trabajo. Aunque en la última parte del trabajo se explicará más en detalle la planificación temporal, es de interés tener una visión global de la idea y los pasos a seguir para el seguimiento del trabajo y clarificar el alcance y los objetivos explicados anteriormente (Apartado Objetivos).



La parte del diagrama anterior que compete al desarrollo del presente Trabajo Fin de Grado es la correspondiente a la electrónica de potencia (verde) y las tareas realizadas en común (azul). En las partes del control digital (amarillo), se hará referencia a los aportes realizados dentro del Trabajo Fin de Grado de Eduardo Ballesteros.

DESARROLLO CONCEPTUAL DEL TRABAJO

3. Marco Teórico

La *ingeniería* se puede entender como el arte y la técnica de aplicar conocimientos científicos a la invención, diseño, perfeccionamiento y manejo de nuevos procedimientos en la industria y otros campos del saber humano. Aquí se quiere abordar esta ambición desde la perspectiva de la Electrónica de Potencia, rama de la ingeniería que se nutre del comportamiento eléctrico característico y las propiedades intrínsecas de determinados dispositivos y otras invenciones humanas. En especial de todo aquello que tenga relación con el movimiento de cargas eléctricas a través de un cuerpo (electricidad).

Tras haber introducido el tema a tratar en el Preámbulo y Entorno del Trabajo, y antes de pasar a describir de manera pormenorizada las labores realizadas, se van a explicar los conceptos físicos de los elementos más importantes que irán apareciendo posteriormente en el transcurso de la obra.

Se han seleccionado aquellos temas considerados más significativos para este proyecto, orientándolos hacia la aplicación práctica final.

Por ello, se ha decidido explicar qué es y cómo funciona una bobina eléctrica y un condensador, al ser usados en la generación de los campos magnéticos. Además, se da una breve explicación del efecto de resonancia eléctrica al operar con corriente alterna.

Relacionado directamente con los convertidores de potencia, se hace un breve repaso del concepto de inversor electrónico, revisando los principios de funcionamiento y topologías. Por último, se comentan los usos y aspectos más sustanciales de los materiales semiconductores, base de todo circuito analógico o digital.

3.1. Bobina

La bobina o inductancia es uno de los elementos fundamentales de este proyecto. Se trata de la salida (carga) del inversor electrónico donde se generan los campos magnéticos para utilizarse en los congeladores del ICTAN. Se efectúa una aproximación en cuanto a su funcionamiento desde dos perspectivas: magnética y eléctrica.

Campo magnético en una bobina

Se conoce por el nombre de *bobina* o *solenoides* cualquier forma de hilo conductor arrollado de manera helicoidal que permite la formación de un campo magnético cuando una corriente eléctrica lo atraviesa. Los electrones en movimiento a través del cable conductor

producen un campo magnético en los alrededores del cable y como resultado un campo en el interior de la bobina, cuyo sentido se determina según la *regla de la mano derecha* (Figura 3.1). Éste será más uniforme y rectilíneo cuanto mayor sea la longitud de la bobina (aproximación de bobina ideal).

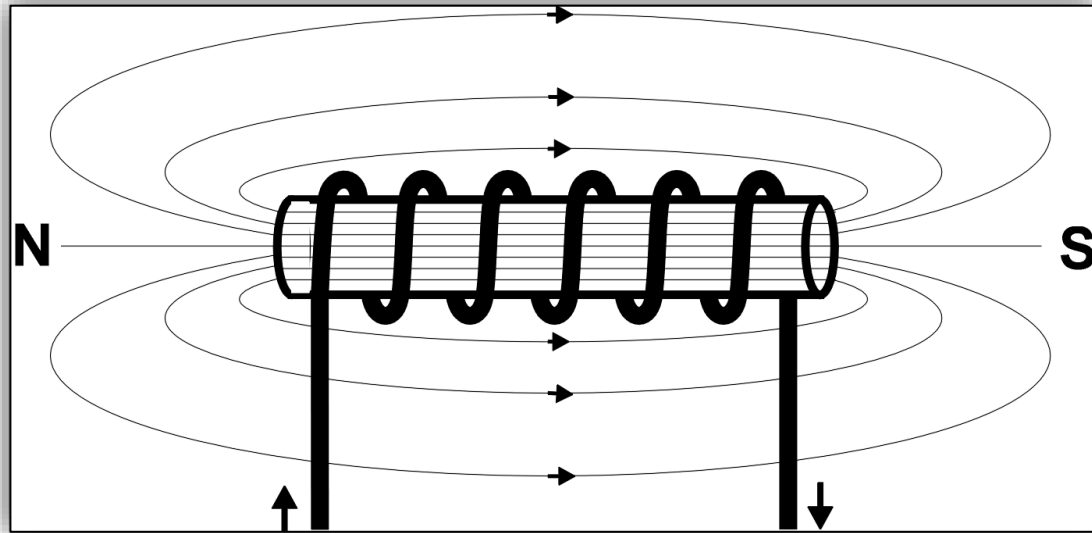


Figura 3.1. Campo magnético dentro de una bobina. Fuente: [51]

Cuando la bobina tiene una longitud mucho mayor que el radio de las espiras se puede deducir la expresión del valor de la inducción magnética en el interior a partir de la *Ley de Ampère*, a saber:

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu \cdot \sum i \quad (1)$$

Tomando un camino cerrado para la integral (Figura 3.2) y sumando las contribuciones a la circulación de corriente se deduce que el campo magnético en el interior tiene la siguiente expresión, con una dirección determinada por la *regla de la mano derecha*:

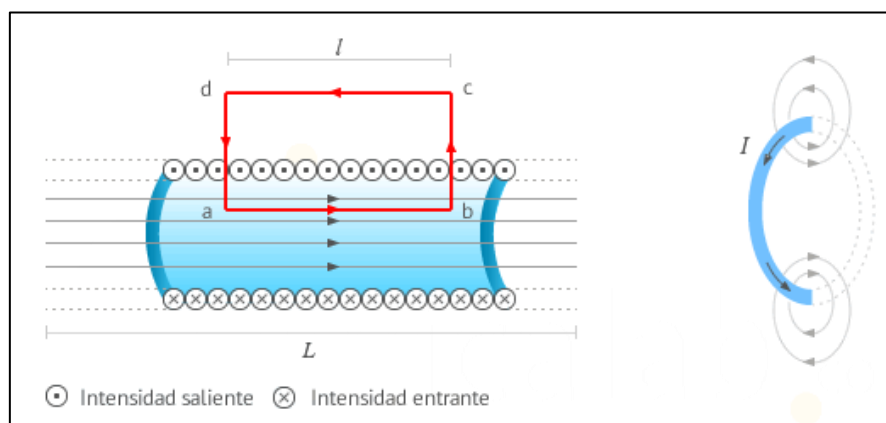


Figura 3.2. Aplicación de la ley de Ampère en una bobina ideal. Fuente: [52]

$$B = \frac{\mu Ni}{l} \quad (2)$$

Donde:

- *B*: Inducción magnética o densidad de flujo magnético. Se mide en Teslas (T). Determinará la amplitud del campo magnético que se aplica al producto a enfriar.
- μ : Permeabilidad magnética del medio material interior. Es el grado de magnetización (no permanente) de un material en respuesta a un campo magnético. En el caso del aire, como en este proyecto, se toma el valor del vacío $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ NA}^{-2}$.
- *N*: n° de espiras (vueltas) de la bobina.
- *l*: Longitud de la bobina. Se mide en metros (m).
- *i*: Intensidad de corriente a través de la bobina. Parámetro de control del campo magnético en el inversor. El resto es parte del diseño constructivo de la bobina. Se mide en amperios (A).

En teoría y según lo visto, controlando el nivel de intensidad inyectada en la bobina, se podría ajustar el nivel de inducción (B) del campo magnético uniforme creado. Si la intensidad es alterna senoidal, el campo derivado tendrá en consecuencia también dicha forma.

No obstante, en realidad, para cualquier elemento magnético, ya sea una bobina o un transformador, el campo magnético real no es exactamente como se extrae de las fórmulas clásicas. La geometría concreta del elemento magnético influye notoriamente y el valor concreto del campo varía en cada punto del espacio. La fórmula anterior vista aquí es útil para ver la dependencia entre corriente y campo magnético.

Pero para saber la distribución exacta del campo en el interior de una bobina real se debe acudir a métodos numéricos, elementos finitos y en general a simulación por ordenador. Un software que permite estos modelos es por ejemplo *Maxwell* de ANSYS. Este fue usado para modelar las bobinas de este proyecto como se comentará más adelante.

La bobina como elemento eléctrico

La bobina también se puede estudiar desde un punto de vista puramente eléctrico y ser tratada como un elemento pasivo de los circuitos, junto a las resistencias y los condensadores. Para ello se define el concepto de inductancia (L) de la bobina que se puede relacionar con las magnitudes previamente vistas. Sabiendo que el flujo magnético (Φ) toma el valor del producto de la inducción (B) por el área de la bobina (S), se obtiene la siguiente ecuación para el valor de la inductancia:

$$L = \frac{N\Phi}{i} = \frac{NBS}{i} = \frac{\mu N^2 S}{l} \quad (3)$$

En un circuito, la bobina se comporta oponiéndose a cambios bruscos en la intensidad que la recorre. La presencia de esta intensidad implica la aparición de un campo magnético

en el espacio y este, a su vez, tiene una energía almacenada intrínseca. Es esta energía de origen magnético la que debe conservarse y no puede dar “saltos” bruscos, por lo que ni el campo (B) ni la intensidad (I) lo harán [23]. Las ecuaciones fundamentales para la tensión en una bobina (v_L) y la energía (E) que esta almacena son, respectivamente:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (4)$$

$$E = \frac{1}{2} Li_L^2 \quad (5)$$

Se dice que la bobina almacena energía magnética cuando se inyecta en ella intensidad. La energía será devuelta al circuito en forma de energía eléctrica cuando cese el aporte externo (la bobina reacciona y se opone a que cese la circulación de corriente). Esta conversión electromagnética es ampliamente conocida y utilizada en muchos convertidores de potencia: bobinas de núcleo de ferrita (Figura 3.3), transformadores (Figura 3.5 y Figura 3.4)... En este proyecto solo aparecerá el elemento inductivo para generar los campos, como carga de salida.



Figura 3.5. Bobinas para transformadores. Fuente: [55]



Figura 3.4. Transformador para PCB. Fuente: [54]

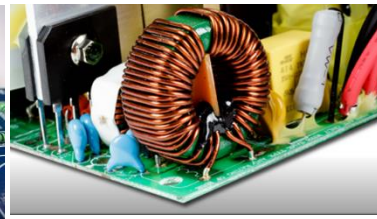


Figura 3.3. Bobina de núcleo de ferrita para PCB. Fuente: [53]

Volviendo al comportamiento eléctrico, resulta interesante ver cómo funciona un sistema eléctrico típico compuesto por una fuente de tensión cualquiera (cuadrada, senoidal, continua...) de valor V, una resistencia (R) y una inductancia (L). Es el circuito más simple y se conoce como *Circuito RL* (Figura 3.6):

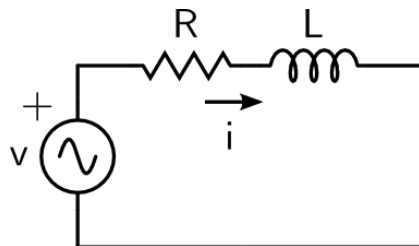


Figura 3.6. Circuito RL

Se puede modelar el comportamiento del mismo según una ecuación diferencial de primer orden, utilizando la *segunda ley de Kirchhoff*:

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (6)$$

Se puede resolver la ecuación para varios tipos de entrada V con los distintos métodos de resolución de ecuaciones diferenciales de primer orden: obteniendo la solución de la homogénea y sumando una solución particular (conocimientos en Ecuaciones Diferenciales); utilizando el dominio de Laplace (conocimientos en Teoría de Sistemas); o usando el método fasorial² (conocimientos en Electrotecnia), este último será útil en el caso de que solo interese saber el régimen permanente con una tensión de entrada senoidal.

Independiente de la solución de régimen permanente, el régimen transitorio tendrá forma de exponencial creciente o decreciente dependiente de un parámetro fundamental $\tau = L/R$ (tiempo característico, en s) que ofrecerá una medida de lo que dura éste. El régimen permanente se alcanza pasado un tiempo (se toma 5τ como un valor razonable).

En corriente continua (CC) las bobinas ideales (sin resistencia), una vez alcanzado el régimen permanente, se comportan como cortocircuitos y tienen caída de tensión nula y corriente constante. En corriente alterna las bobinas afectan tanto a la amplitud como al desfase de la onda de corriente en régimen permanente.

Casos de interés: respuesta alterna de la bobina

Se estudia a continuación el comportamiento típico de una carga RL para dos casos de tensión de entrada: cuadrada y senoidal. Es de mucha utilidad para entender el funcionamiento del inversor y el comportamiento según la amplitud y la frecuencia aplicada para generar los campos, ya que una bobina real siempre tendrá una componente resistiva.

Para ello se ha utilizado el software de simulación de circuitos PSIM de la empresa Powersim [24] y dos circuitos de prueba (Figura 3.7). Se ha optado por dar valores concretos a la inductancia (1 mH) y a la resistencia (2 Ω) para poder visualizar mejor la intensidad en la bobina. Para esos valores de tiene un tiempo característico de $\tau = L/R = 0.5$ ms.

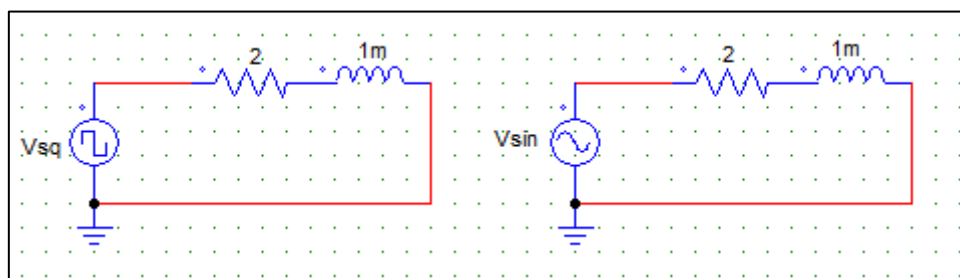


Figura 3.7. Circuitos de prueba. Tensión cuadrada a la izquierda, tensión senoidal a la derecha

❖ Respuesta ante entrada cuadrada

Para la carga RL de 2 Ω y 1mH, ante una tensión cuadrada de amplitud $V_{sq} = 100$ V y de frecuencia 100 Hz se alcanza el régimen permanente en $5\tau = 2.5$ ms, según lo visto

² Un *fasor* es una representación gráfica de un número complejo, se utiliza para análisis de circuitos con magnitudes alternas senoidales.

anteriormente. De acuerdo con la ley de Ohm, la intensidad toma un valor final de $V_{sq}/R = 50$ A. Como el semiperiodo de la tensión (5 ms) es mayor que 5τ , se puede afirmar que se alcanza el régimen permanente.

La salida se puede observar en la Figura 3.8, donde en azul se muestra la tensión de entrada y en rojo la intensidad de salida. El régimen transitorio corresponde a una exponencial como es propio de las ecuaciones diferenciales de primer orden.

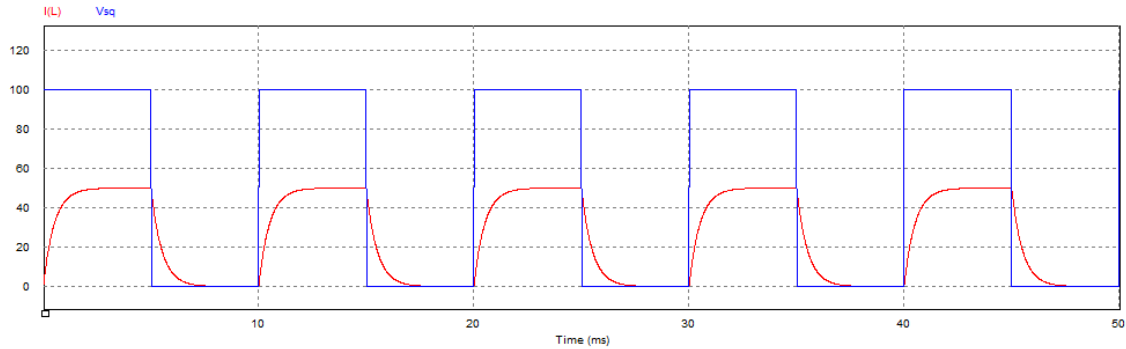


Figura 3.8. Intensidad a través de la bobina (rojo) ante tensión cuadrada (azul) de baja frecuencia

Ahora bien, si se incrementa la frecuencia de entrada por ejemplo a 1 kHz podría no alcanzarse el régimen permanente correspondiente de CC y tener una señal triangular de intensidad (Figura 3.9), que no alcanza 50 A de régimen permanente como en el caso anterior en ningún momento.

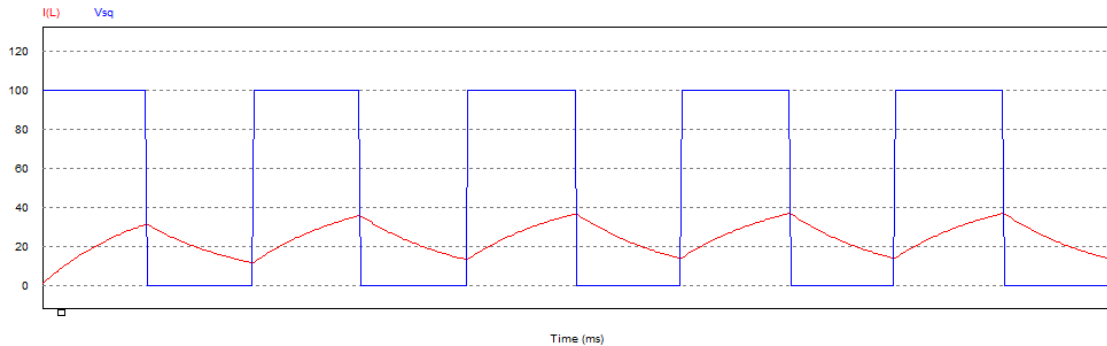


Figura 3.9. Intensidad a través de la bobina (rojo) ante tensión cuadrada (azul) de alta frecuencia

Cabe añadir que los circuitos siempre alcanzan un régimen donde las variables, aunque cambien en todo instante, lo hacen de forma periódica; por lo que sí que se podrán estudiar como si de un régimen permanente se tratara, entendiendo éste como que las variables cumplen $x(t) = x(t+T)$ con T un periodo determinado. Este punto de vista es muy utilizado en todo estudio de Electrónica de Potencia.

Así, para la bobina se cumple un resultado muy importante. Considerando que $i(t) = i(t+T)$, alcanza ese régimen permanente periódico, la tensión media en ella es nula:

$$i_L(t+T) = i_L(t) + \frac{1}{L} \int_t^{t+T} v_L d\delta \rightarrow \frac{1}{L} \int_t^{t+T} v_L d\delta = 0 \rightarrow \overline{v_L} = 0 \quad (7)$$

Este resultado permite aplicar la *ley de Ohm en valores medios* al circuito y obtener así que la intensidad media por la bobina es de 25 A. Importante destacar que es en valor medio y por tanto siempre existirá un rizado de intensidad más o menos acusado. De cara al proyecto la conclusión de utilidad es que el comportamiento puede ser muy distinto al cambiar la frecuencia o el parámetro τ del circuito.

❖ Respuesta ante entrada senoidal. Análisis frecuencial y Diagrama de Bode

En corriente alterna senoidal en régimen permanente, la bobina se puede estudiar con su impedancia equivalente en el plano complejo, para expresar las magnitudes como fasores. La impedancia compleja de ésta es $Z_L = j \cdot \omega \cdot L = j \cdot 2\pi f \cdot L$. Aplicando la *ley de Ohm con fasores* se obtiene la intensidad de salida en módulo y fase. Físicamente se observa un retraso de 90° de la onda de intensidad respecto a la onda tensión a través de la bobina.

Para analizar la respuesta de la intensidad ante distintos valores de frecuencia de la tensión de entrada, se construye el diagrama de Bode de ganancia y fase del cociente i/V_{\sin} (inversa de la impedancia compleja). Se ha empleado un sencillo *script* de *Matlab* para obtener la Figura 3.10 correspondiente al circuito RL que se ha ido discutiendo ($R=2 \Omega$ $L=1$ mH).

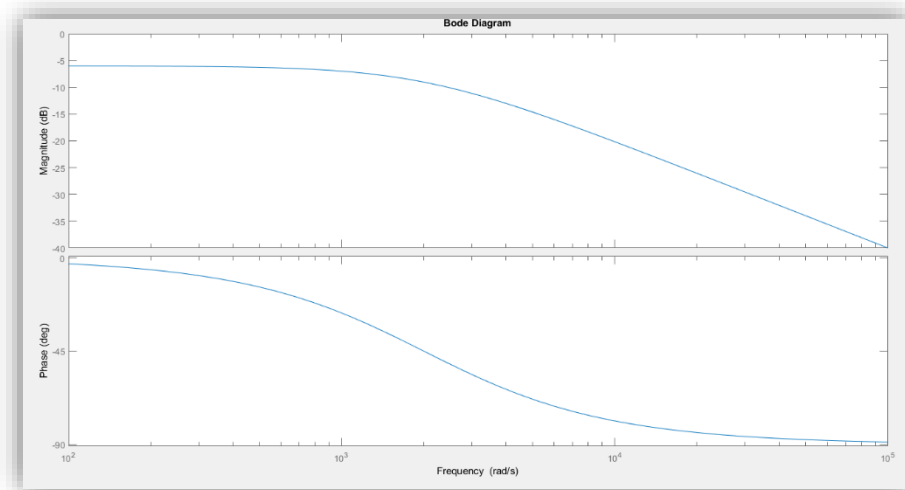


Figura 3.10. Diagrama de Bode de la salida de intensidad en el circuito de prueba 2

A medida que aumenta la frecuencia, aumenta el módulo de la impedancia compleja y por tanto la relación i / V_{\sin} (que es su inversa) cae (disminuye la ganancia, es decir, menor intensidad para una misma tensión de entrada). Además, la intensidad va retrasándose más respecto a la tensión (hasta -90° , caso de inductancia pura). Una vez más, el parámetro $\tau = L/R$ aparece en el análisis, en este caso en la frecuencia de corte $f_0 = 1/(2\pi\tau)$.

3.2. Condensador

Un *condensador* o *capacitor* es otro de los elementos pasivos más importantes que aparecen en los circuitos eléctricos. Sin entrar en tanto detalle como se hizo con la bobina, este es capaz de almacenar energía en forma de campo eléctrico. Típicamente está formado por dos superficies conductoras separadas por un material dieléctrico o el vacío. Análogo al concepto de inductancia en una bobina, se define el concepto de *capacidad* del condensador como el cociente entre la carga en una de sus placas (Q) y la tensión entre ellas (v_c). Su unidad es el Faradio (F):

$$C = \frac{Q}{v_c} \quad (7)$$

La ecuación eléctrica fundamental del condensador, así como la energía almacenada en él se muestran a continuación:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (8)$$

$$E = \frac{1}{2} C v_c^2 \quad (9)$$

Para el análisis en frecuencia del régimen senoidal se puede usar la impedancia compleja, que en el caso del condensador ideal es:

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j2\pi f C} \quad (10)$$

Existen multitud de variantes y métodos de fabricación de condensadores en función de la capacidad y la tensión máxima que tengan que soportar (Figura 3.11). Más adelante se explican más a fondo los condensadores específicos utilizados para el circuito del inversor en este trabajo. Se emplearán como elemento de filtro de desacoplo y para la resonancia.



Figura 3.11. Distintos tipos de condensadores. Fuente: [56]

Se han adelantado en esta sección para enmarcar la explicación del siguiente punto, de gran importancia en el trabajo.

3.3. Resonancia eléctrica

En el transcurso del trabajo se acudirá al efecto de la resonancia eléctrica como solución al problema de obtención de campo de alta frecuencia. El problema en cuestión será revisado más adelante con todos los datos específicos. Aquí por lo pronto, se fundamentará qué es este efecto y cuándo ocurre.

Se parte de un *circuito RLC serie* (equivalente a una bobina real en serie con un condensador, Figura 3.12). Es sabido que los efectos en frecuencia de condensador y bobina en serie son contrapuestos. Se dice que se alcanza una situación de *resonancia eléctrica serie* cuando la impedancia compleja del circuito es mínima. O lo que es igual, la suma de las impedancias de condensador y bobina es nula, quedando solo la parte resistiva. Para una L y C concretos esta condición se cumple a una frecuencia específica llamada *frecuencia de resonancia*:

$$\overline{Z_c} + \overline{Z_L} = \bar{0} \leftrightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C} \leftrightarrow \omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \leftrightarrow f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (11)$$

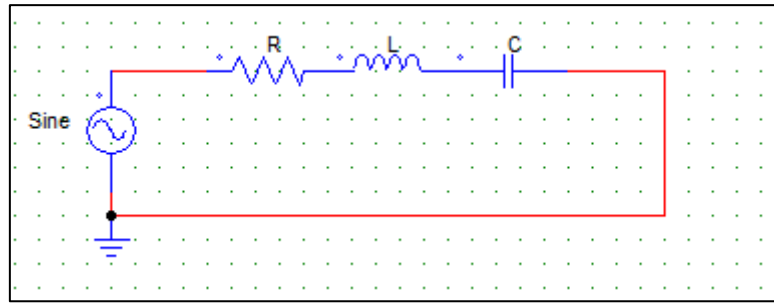


Figura 3.12. Circuito RLC

La impedancia compleja del sistema (Ecuación 12) vista en el diagrama de Bode generado en *Matlab* (Figura 3.13) tiene un pico de resonancia de impedancia mínima a la frecuencia de resonancia. En dicho punto de funcionamiento el circuito se comportaría como una resistencia pura al compensarse los efectos capacitivos e inductivos:

$$Z(j\omega) = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (12)$$

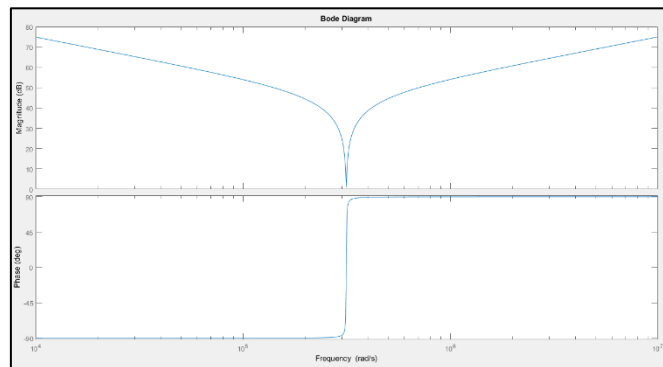


Figura 3.13. Diagrama de Bode de la impedancia en un circuito RLC

3.4. El inversor electrónico

Un inversor electrónico es un dispositivo capaz de cambiar una tensión continua de entrada en una tensión simétrica de salida, con una amplitud y frecuencia deseada por el diseñador o usuario.

Hoy en día tienen multitud de aplicaciones: fuente de tensión alterna en vehículos, sistemas de alimentación ininterrumpida (*UPS*), control de motores eléctricos, alimentación a la red desde paneles solares, sistemas de calentamiento por inducción, centrales de transmisión de corriente continua de alta tensión (*HVDC*) e incluso en armas eléctricas (*taser*).

Existen varios puntos de vista para realizar una clasificación de los inversores [25]:

- 1) Según la topología: Medio Puente, Puente Completo, *Push-Pull*, Puente trifásico...
- 2) Según el funcionamiento: como fuente de tensión o corriente.
- 3) Según como se obtenga la onda de salida: Con o sin modulación por ancho de pulso (PWM).

El tercer punto se tratará más adelante cuando se hable del análisis y diseño del inversor, y de cómo se quieren controlar los interruptores por PWM.

En esta parte, y como marco teórico, se van a presentar las topologías más comunes de inversores monofásicos y los principios generales de operación, así como un breve apunte de por qué suele ser necesario un filtrado de la señal de salida.

Topologías y principio de funcionamiento

El principio básico de un inversor es variar la tensión aplicada a una carga entre dos o tres niveles distintos: $+V_{in}$, 0 y $-V_{in}$, donde V_{in} es la tensión continua de entrada (o proporcional a esta en algunos casos, pero en todo caso constante). Para ello se hace uso de algún tipo de interruptor electrónico (BJT, MOSFET, IGBT...) gobernado por un sistema electrónico auxiliar de control.

Las tres topologías más comunes son (Figura 3.14): Puente Completo o *Full-Bridge* (izquierda), Medio Puente o *Half-Bridge* (centro) y *Push-Pull* (derecha).

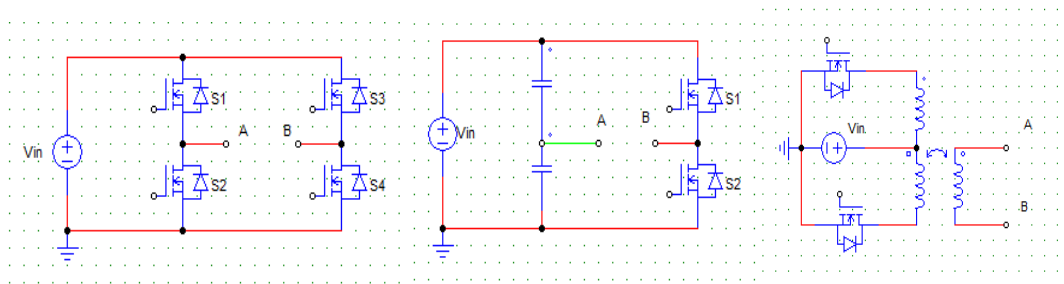


Figura 3.14. Topologías de inversor más comunes

En todas ellas se consigue una tensión aplicada entre A y B (terminales de carga) positiva o negativa controlada según los estados de los interruptores. Si no se modula el ancho de pulso aparecerá un contenido de armónicos (distorsión respecto a una senoidal pura) alto debido a las formas cuadradas de tensión que se obtienen entre A y B.

Se recurre a la descomposición en *series de Fourier* para analizar la salida. Para una señal de tensión cuadrada simétrica de valor medio nulo, valor de pico V_P y frecuencia fundamental $\omega=2\pi f$ se obtiene una descomposición en serie de Fourier tal:

$$V_o(t) = \sum_{n \text{ impar}} \frac{4V_P}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (13)$$

En la Figura 3.15 se puede observar la distorsión que introducen los tres primeros armónicos en la frecuencia principal de una onda cuadrada de frecuencia f_1 .

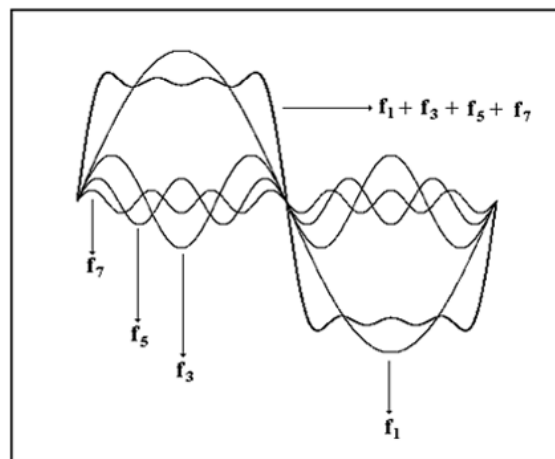


Figura 3.15. Frecuencia fundamental y primeros 3 armónicos de una señal cuadrada

Normalmente se desea una señal de salida puramente senoidal con una frecuencia principal concreta (por ejemplo, para un panel solar conectado a la red en España, sería 50 Hz). Para evitar armónicos superiores a la frecuencia deseada, la carga tendrá que disponer de algún tipo de filtro (paso bajo) que reduzca la amplitud de los mismos y ‘limpie’ así la onda de salida. Como se venía adelantando, las bobinas y los condensadores son la base de estos filtros.

Filtrado de la salida

El filtrado se encarga de ofrecer a la carga únicamente el primer armónico de la tensión sintetizada por el inversor, prescindiendo de los armónicos de orden superior que esta tensión lleva asociados.

Existen muchas opciones para implementar un filtro paso bajo. Por ejemplo, colocando un condensador en paralelo con la carga de salida, se obtendría un filtro de primer orden. Se suele añadir una bobina en serie con la línea, consiguiendo un filtro de segundo orden.

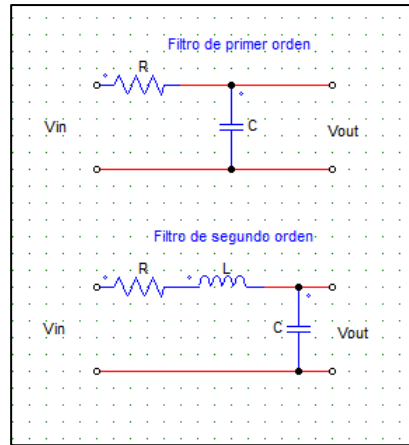


Figura 3.16. Filtros paso bajo

Las funciones de transferencia en el dominio de Laplace (s) correspondientes a cada uno son, respectivamente:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{RCs + 1} ; \text{primer orden} \quad (14)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} ; \text{segundo orden} \quad (15)$$

Con un sencillo script de Matlab se pueden graficar los diagramas de Bode para ver la respuesta en frecuencia de los filtros anteriores ($R=1\ \Omega$, $L=1\mu\text{H}$, $C=1\mu\text{F}$):

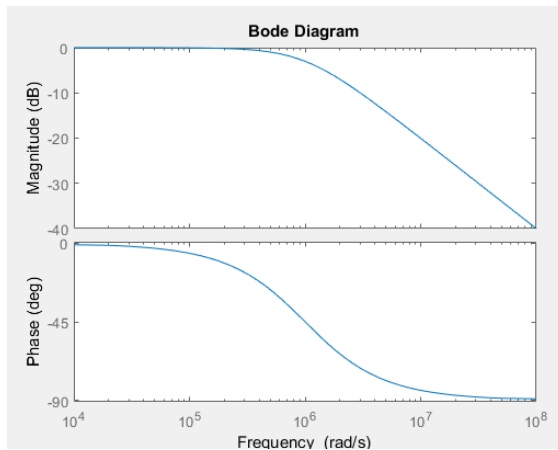


Figura 3.17. Bode de filtro de primer orden

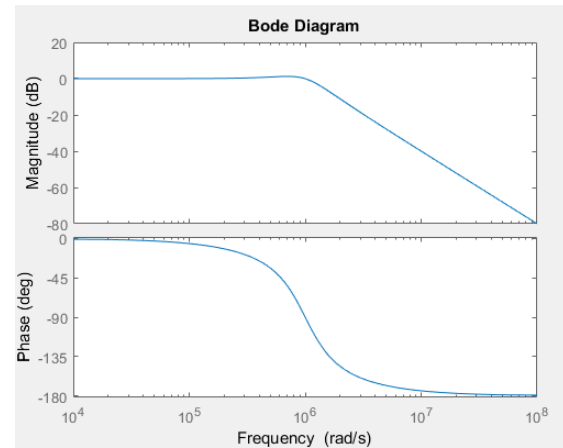


Figura 3.18. Bode de filtro de segundo orden

Se comprueba que cuanto más alta sea la frecuencia (conocida como *frecuencia de corte*) a partir de la cual se va a filtrar (equivalente a que esté más a la derecha la pendiente de la ganancia), más pequeños podrán ser los valores para C y para L. Por eso interesa desplazar las frecuencias de los armónicos todas las décadas a la derecha que se pueda en el diagrama de Bode, para facilitar quedarse sólo con el armónico principal. Para ello se emplean los métodos como la modulación por ancho de pulso (PWM) junto al de fase desplazada, que se explicarán más adelante.

3.5. Semiconductores

Todos los dispositivos electrónicos analógicos y digitales de hoy en día, están compuestos por numerosos componentes basados en materiales semiconductores, con unas propiedades de excepcional utilidad. Por ello se van a dar unas breves nociones sobre física de semiconductores explicando dos componentes fundamentales para el proyecto: el diodo y el transistor de efecto de campo (MOSFET).

Generalidades

Un elemento semiconductor es en general cualquier material que pueda cambiar su comportamiento eléctrico (ser conductor o aislante) en función de una o más condiciones físicas externas como la temperatura, la presión, la radiación incidente o la aplicación de campos eléctricos y magnéticos. Los elementos químicos más utilizados para la fabricación de elementos semiconductores hoy en día son los del grupo IV del Sistema Periódico: silicio (Si) y germanio (Ge). En los últimos años se están introduciendo distintos compuestos como el nitruro de galio (GaN) o el arseniuro de galio (GaAs).

Para que circule corriente eléctrica las cargas móviles se deben desplazar por la acción de un campo eléctrico. Los denominados *portadores de corriente* no son más que los electrones y los huecos dejados por estos en las redes cristalinas atómicas. Si se excitan energéticamente los átomos, ciertos enlaces covalentes pueden romperse formando un par electrón libre-hueco que podrá moverse por la red.

Según el modelo de bandas de energía para un semiconductor, tanto el momento como la energía de los electrones de un átomo están cuantizados: solo están permitidos ciertos valores discretos. De esta forma los electrones se pueden disponer en unas regiones energéticas conocidas como banda de valencia y banda de conducción (Figura 3.19). Entre ellas habrá una región donde energéticamente no podrán estar (banda prohibida). Es la anchura de esta banda (medida generalmente en eV) la que determinará el comportamiento eléctrico de un compuesto como conductor o aislante ya que es la mínima energía para romper el enlace covalente [26].

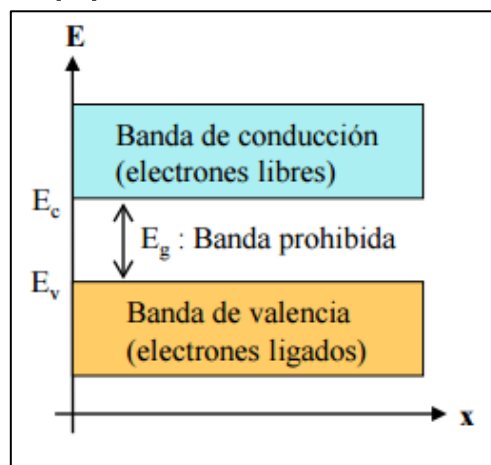


Figura 3.19. Bandas electrónicas. Fuente: [26]

Para ver el orden de magnitud, en el silicio el ancho de esta banda es de 1.1eV, para el germanio de 0.68eV y para el arseniuro de galio de 1.43eV.

La concentración de electrones libres (n) y la de huecos (p) es la misma para semiconductores puros al formarse a pares (Ecuación 16). Este valor dependerá del semiconductor y de la temperatura [27].

$$p_i = n_i \quad ; \quad i: \text{estado puro} \quad (16)$$

Los semiconductores no se suelen emplear en su estado intrínseco (puro) sino que se dopan con impurezas que aporten más huecos o electrones (semiconductor tipo P o N respectivamente). Las impurezas son elementos del grupo III (que aportan huecos) y V (que aportan electrones). Esto hace que exista un desequilibrio en el número de portadores de cada tipo. Así por ejemplo para silicio dopado con átomos de antimonio (Sb) (grupo V), los electrones serán los portadores mayoritarios y los huecos los portadores minoritarios. Para estos semiconductores denominados *extrínsecos* se cumple:

$$p \cdot n = n_i^2 = cte \quad (17)$$

Para fabricar los distintos componentes electrónicos se disponen distintas capas de semiconductores extrínsecos en diferentes configuraciones logrando comportamientos muy singulares. Después se encapsulan y preparan sus terminales conductores (“patas”) de conexión. Hay infinidad de dispositivos normalizados:

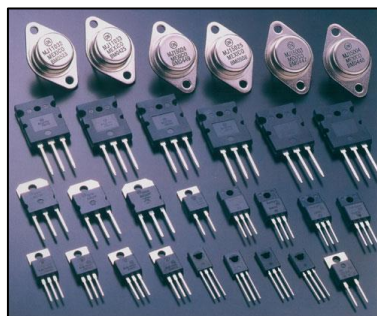


Figura 3.20. Dispositivos semiconductores normalizados

Los más importantes para la aplicación del inversor van a ser el diodo y el transistor tipo MOSFET.

Diodo

Se puede decir que el diodo es el componente semiconductor más simple y base de todos los demás. Está basado en la unión física de un material semiconductor tipo P (será el ánodo) con otro tipo N (cátodo), formándose así la llamada unión PN. El diodo sólo deja pasar corriente eléctrica si está polarizado directamente, es decir con tensión positiva de ánodo a cátodo, de P a N.

Su estructura típica se puede observar en la Figura 3.21:

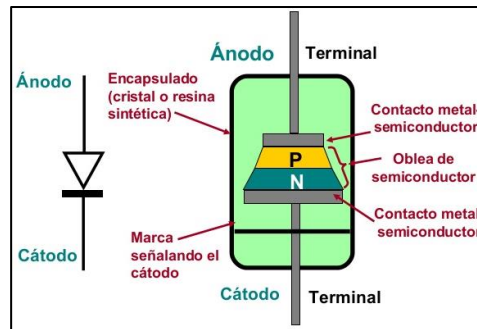


Figura 3.21. Estructura típica de un diodo. Fuente: [57]

El principio físico de funcionamiento reside en la zona central de la unión donde, por difusión de los portadores, se forma una región de carga espacial denominada *zona de empobrecimiento, agotamiento o depleción*. Una diferencia de potencial debida a los dos tipos de átomos de las impurezas frena esta difusión y se alcanza un equilibrio entre difusión y campo eléctrico.

Cuando con una fuente externa se polariza directamente el diodo, si se supera la barrera de potencial umbral o *tensión de codo* (del orden de 0.7 V para el silicio), el paso de corriente eléctrica estará permitido a través de la unión. Por el contrario, si se polariza inversamente la unión, la zona de carga espacial se hará más ancha y se llegará a una nueva situación de equilibrio donde se compense la tensión inversa con la propia de la difusión [28].

La corriente solo circula en un sentido en el diodo, de P a N. No obstante, existe una pequeña corriente inversa de saturación, aunque el diodo esté inversamente polarizado. Además, éste no puede aguantar cualquier valor de tensión inversa; a partir de un valor de ruptura, el diodo dejará pasar corriente inversa, se calentará y en general se estropeará. Cabe añadir que existen diodos para operar en zonas de ruptura como el *diodo Zener*.

De esta forma el diodo actúa como un interruptor de dos posiciones: *ON* en conducción y *OFF* en bloqueo. En la Figura 3.22 se revisa lo explicado.

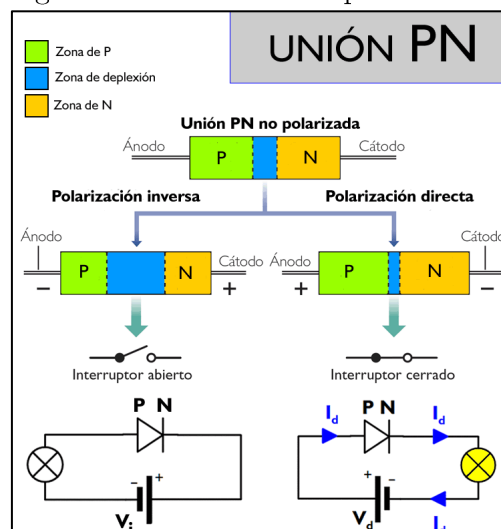


Figura 3.22. Comportamiento del diodo rectificador. Fuente: [58]

En la curva característica tensión-intensidad (Figura 3.23) se distinguen las diferentes zonas de operación. A la derecha del eje de ordenadas, polarización directa y a la izquierda polarización inversa.

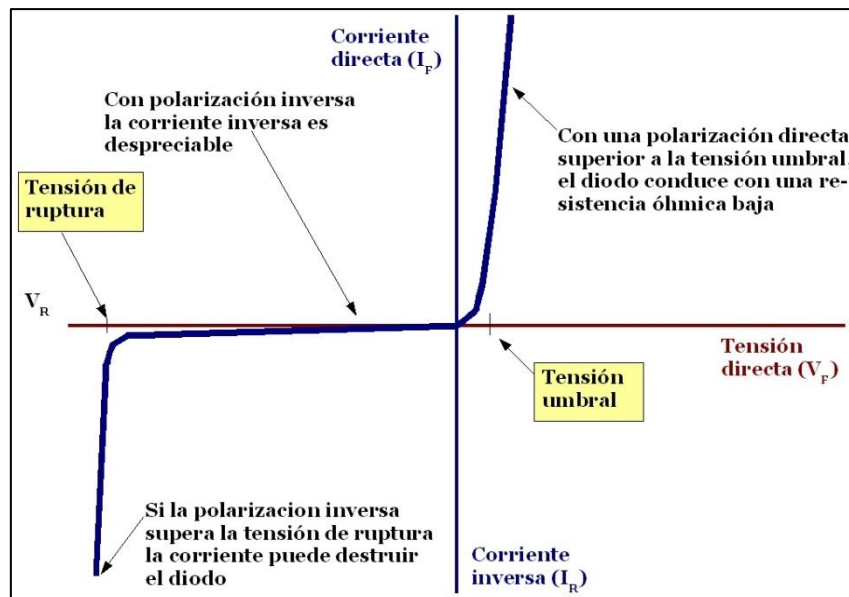


Figura 3.23. Curva característica del diodo. Fuente: [59]

El transistor MOSFET

Una de las principales contribuciones científicas que propició el desarrollo de la Electrónica de Potencia fue el avance en la tecnología de los interruptores electrónicos, especialmente en relación a la velocidad de conmutación y a la capacidad de manejar grandes potencias. El primer transistor MOSFET fue inventado en el año 1960 por ingenieros del Laboratorio Bell [29]. Desde entonces no se ha dejado de mejorar sus características, comportamiento e integración. Actualmente existen MOSFETs de potencia trabajando a frecuencias de más de 1 MHz, tensiones de hasta 1000 V y corrientes tan altas como 300 A.

El nombre proviene de *transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor*, debido a los materiales que se emplearon en los primeros que aparecieron en el mercado (metal aluminio y dióxido de silicio). Básicamente tienen cuatro partes diferenciadas: drenador (*drain*, D), puerta (*gate*, G), fuente (*source*, S) y un sustrato.

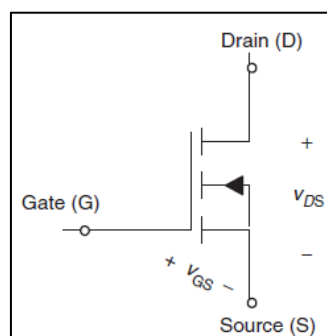


Figura 3.24. Símbolo del transistor MOSFET. Fuente: [30]

Su carácter conductor se controla a través de una tensión aplicada entre puerta y fuente. Dependiendo de ésta se formará un canal entre drenador y fuente (que puede ser de tipo P o N) por el que podrá circular una corriente eléctrica. En la Figura 3.25 se puede ver un corte transversal de un MOSFET de canal n.

El óxido entre puerta y sustrato actúa como aislante eléctrico. Así con una carga positiva en la puerta ($V_{GS} > 0$) se atraen portadores negativos a la unión formando un canal de tipo n.

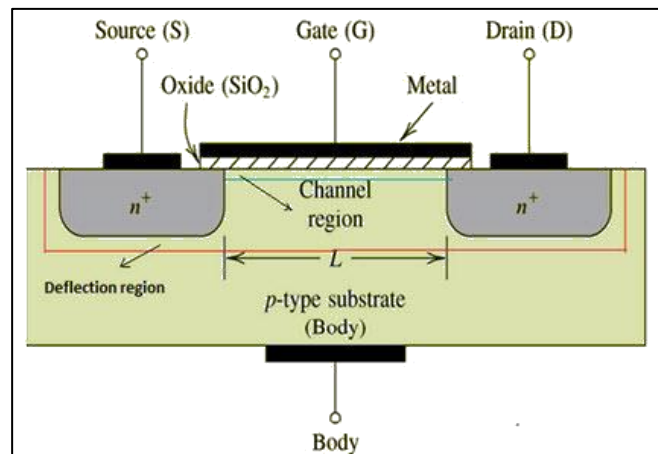


Figura 3.25. Estructura de un MOSFET. Fuente:[28]

Al igual que el diodo, el MOSFET tiene varias zonas de funcionamiento. Para que la corriente fluya por el drenador, el canal debe ser creado. Esto ocurre cuando la tensión puerta-fuente (V_{GS}) excede una tensión umbral propia del dispositivo (V_{Th}). Para $V_{GS} > V_{Th}$ el componente puede estar en la zona lineal óhmica o en la región de saturación, dependiendo del valor de V_{GS} [30].

Se distinguen así dos usos del transistor: como amplificador cuando opera en la zona lineal y como interruptor cuando trabaja en estados alternos de saturación y corte.

En Electrónica de Potencia se trabaja ciertamente con esta última. En la Figura 3.26 se puede apreciar la curva característica típica de un MOSFET de canal n.

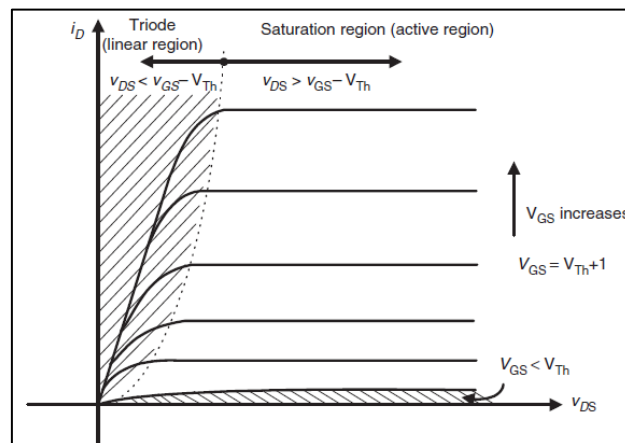


Figura 3.26. Curva característica de un MOSFET. Fuente: [30]

4. Descripción del sistema

Los elementos básicos de un dispositivo inversor genérico son los siguientes:

- *Entrada continua:* usualmente es una fuente de tensión con un valor fijo o regulable.
- *Interruptores de potencia:* generalmente se emplean transistores MOSFETs o IGBTs de potencia. Su número y disposición dependerá de la topología seleccionada en cada aplicación concreta. La elección dependerá fundamentalmente de la frecuencia de trabajo y de la potencia a gestionar por el inversor.
- *Circuito de control:* gobernará el estado de cada interruptor. Tanto los MOSFETs como los IGBTs se controlan mediante la aplicación de una tensión puerta-fuente. Una señal de información PWM generada de manera digital (mediante un microcontrolador, una FPGA o un DSP por ejemplo) o analógica (circuito complementario más o menos complejo) se acondiciona mediante una unidad de drivers (circuitos integrados) que adecúa el nivel de tensión y proporciona la intensidad necesaria para encender los interruptores.
- *Salida alterna:* la carga determina en última instancia la forma de la intensidad de salida. Se suele disponer un filtro paso bajo justo antes de la carga para filtrar armónicos de intensidad de frecuencia superior a la deseada. El objetivo principal es tener un control tanto sobre la amplitud como sobre la frecuencia de la tensión/intensidad en la carga.

Resulta interesante observar la diferencia entre un dispositivo inversor y uno rectificador en función del flujo de potencia. En los inversores (los que competen a este trabajo) se transfiere potencia del lado de continua, que actúa como fuente, al lado de alterna, que es la carga [31].

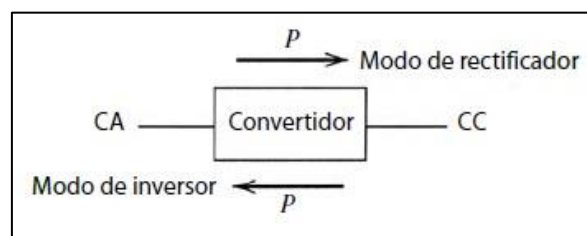


Figura 4.1. Flujo de potencia en convertidores CC/CA. Fuente: [31]

A continuación, se describe cada uno de los elementos anteriores para el inversor monofásico de este proyecto en concreto (Figura 4.2), donde, como ya se ha mencionado, se desea obtener una intensidad senoidal de frecuencia variable y amplitud nominal constante para generar un campo magnético en el interior de una bobina.

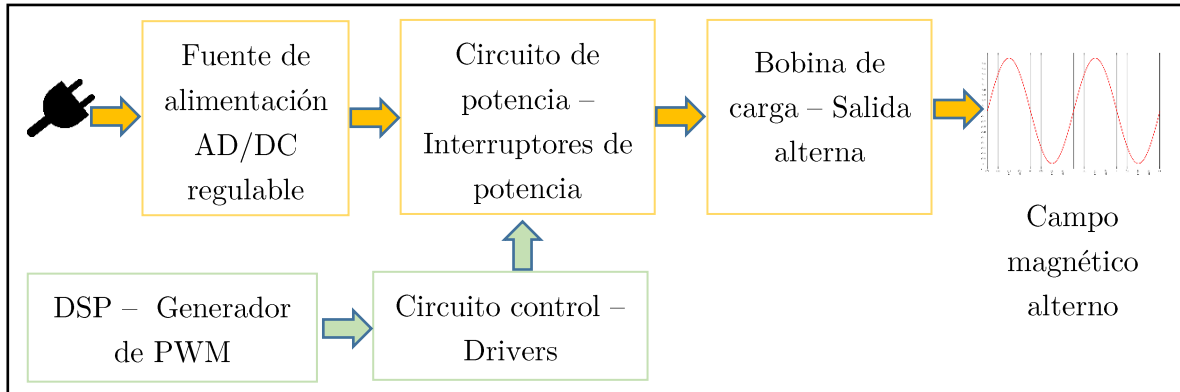


Figura 4.2. Descripción esquemática del inversor

4.1. Rectificador AC/DC de tensión

La mayor parte de inversores se alimentan con una tensión de entrada continua que puede ser constante o regulable. La entrada puede ser un panel solar fotovoltaico, una batería o como en esta aplicación, una fuente de alimentación regulable. Este dispositivo funciona rectificando la tensión alterna de la red (en España de 50 Hz), hasta un nivel de continua deseado. El esquema general de un rectificador AC/DC controlable es el siguiente:

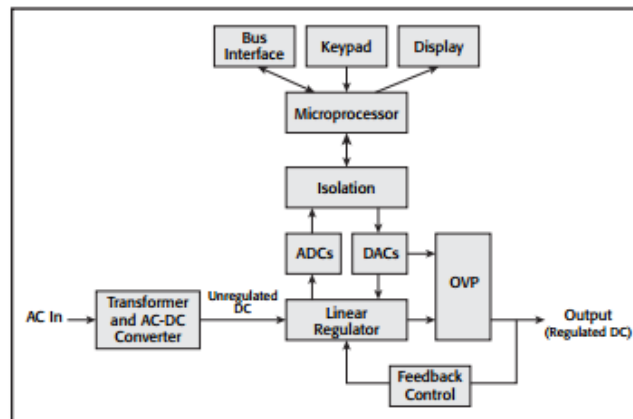


Figura 4.3. Esquema general de un rectificador AC/DC de tensión. Fuente: [60]

Se dispone para la realización del proyecto de una fuente de alimentación modelo N8762A de Keysight [32] que permite trabajar con voltajes continuos de hasta 600V, suministrando una corriente máxima de 8.5A. Utilizando el control por voltaje (*CV Mode*) se fija la tensión a la mostrada en un *display* de 4 dígitos. Esta tensión será ajustada manualmente dependiendo de la frecuencia del campo magnético (y en consecuencia de la intensidad) que se desee para la realización de experimentos.



Figura 4.4. Fuente de alimentación N8762A de Keysight para el proyecto. Fuente: [32]

4.2. Interruptores de potencia

Para este proyecto se disponen de cuatro interruptores tipo N-MOS SPW47N60C3 de *Infineon* con encapsulado TO-247 en una topología de puente completo. Soportan una tensión drenador-fuente máxima de 650 V en estado de apagado (bloqueo) mientras que admiten trabajar con intensidades máximas de 47 A en estado de encendido (conducción). Su modelo eléctrico en conducción en la zona lineal viene dado por una resistencia drenador-fuente de 0.07Ω que permitirá calcular las pérdidas por efecto Joule en la conducción. El estado se controla aplicando una tensión positiva puerta-fuente comprendida entre un valor umbral $V_{GS(th)} = 3 \text{ V}$ y un valor máximo de $V_{GS(m\acute{a}x)} = 20 \text{ V}$ [33].

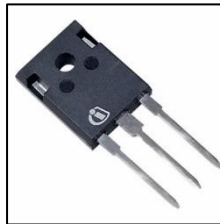


Figura 4.5. MOSFETs del inversor

La dinámica del transistor está fijada por las capacidades parásitas, las cuales tienen un efecto crucial en la conmutación del dispositivo, limitando la frecuencia de conmutación. En la hoja de características del transistor se pueden consultar los distintos parámetros dinámicos temporales [33]. El significado físico de cada uno de ellos viene recogido en la siguiente figura:

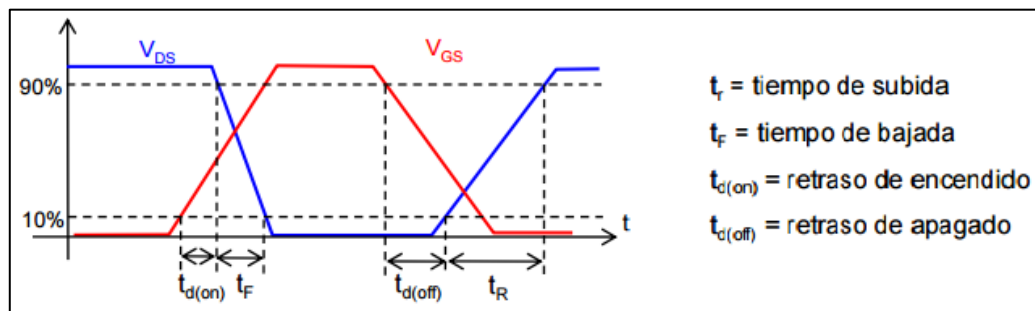


Figura 4.6. Dinámica de encendido/apagado del MOSFET. Fuente: [23]

Para el SPW47N60C3 en la hoja de características, y a unas condiciones dadas, se encuentran los valores típicos (columna del medio) y máximos (columna derecha) siguientes:

Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{DD}=380V, V_{GS}=0/13V,$ $I_D=47A, R_G=1.8\Omega,$ $T_J=125$	-	18	-	ns
Rise time	t_r		-	27	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	111	165	
Fall time	t_f		-	8	12	

Figura 4.7. Parametros dinámicos del MOSFET. Fuente: [33]

En un primer cálculo esto impone frecuencias de conmutación máximas del orden de menos de 10 MHz. Sin embargo, en la práctica este valor será menor y dependerá de los valores concretos de las capacidades parásitas (del orden de nF) y de la resistencia que se coloque en la puerta (del orden de varios ohmios).

Aparte de los efectos capacitivos, existe un diodo parásito entre drenador y fuente que puede conducir cuando el MOSFET está en estado de bloqueo. No obstante, la conducción de este diodo en antiparalelo no es aconsejable porque es un diodo lento y genera pérdidas considerables.

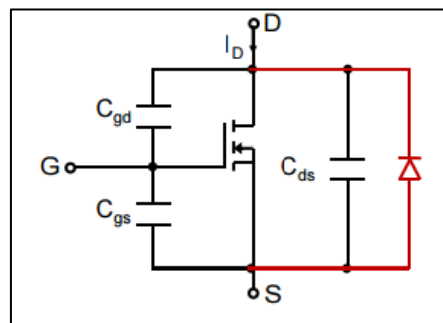


Figura 4.8. Diodo parásito intrínseco del MOSFET. Fuente: [23]

En consecuencia, se añaden externamente diodos de recuperación ultrarrápida en antiparalelo de modelo HFA08TB60 de Vishay [34], que admiten una corriente máxima de 8 A. Con cargas inductivas es necesaria la inclusión de los mismos para permitir el libre flujo de corriente independientemente del estado (ON/OFF) del transistor.

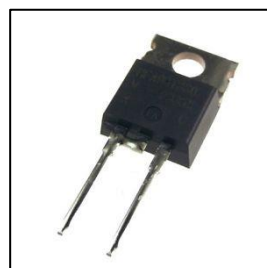


Figura 4.9. Diodo en antiparalelo del inversor

Cabe añadir que los MOSFETs van montados junto a disipadores de calor (*heatsink* en la literatura técnica) que disminuyen la resistencia térmica del conjunto y facilitan la evacuación del calor. Con este montaje se logrará un calentamiento mínimo de los dispositivos como se verá reflejado en el apartado de cálculos térmicos.

El modelo en concreto es el SW25-2G fabricado en aluminio por *Aavid Thermalloy*, compatible con MOSFETs de encapsulado TO-247. La resistencia térmica disipador-ambiente tiene un valor de 13°C/W [35].



Figura 4.10. Disipadores de calor de los MOSFETs del inversor

El montaje deberá asegurar un aislamiento eléctrico entre dispositivo y disipador al mismo tiempo que la unión sí que permita la conducción de calor. Para ello se hace uso de una fina lámina de mica y pasta térmica como elemento intermedio adhesivo. La mica es un material mineral derivado de familias de silicatos de alúmina, hierro, aluminio y alcalinos. Resulta un perfecto aislante eléctrico y un alto conductor térmico.



Figura 4.11. Aislante eléctrico y conducto térmico de mica para unión MOSFET - Disipador

El circuito lógico de control no es capaz de suministrar los niveles de tensión e intensidad necesarios para excitar los transistores por lo que se intercala una unidad de drivers específicos para controlar la parte baja y alta de cada una de las ramas del puente. El modelo en cuestión es el IR2110 de *International Rectifier* [36]:

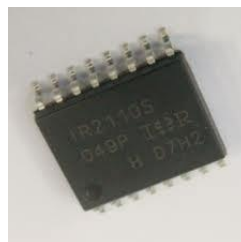


Figura 4.12. Driver IR2110 para el inversor

Se dispondrá de un driver encapsulado para cada rama (por tanto, dos en total) siguiendo la conexión recomendada por el fabricante:

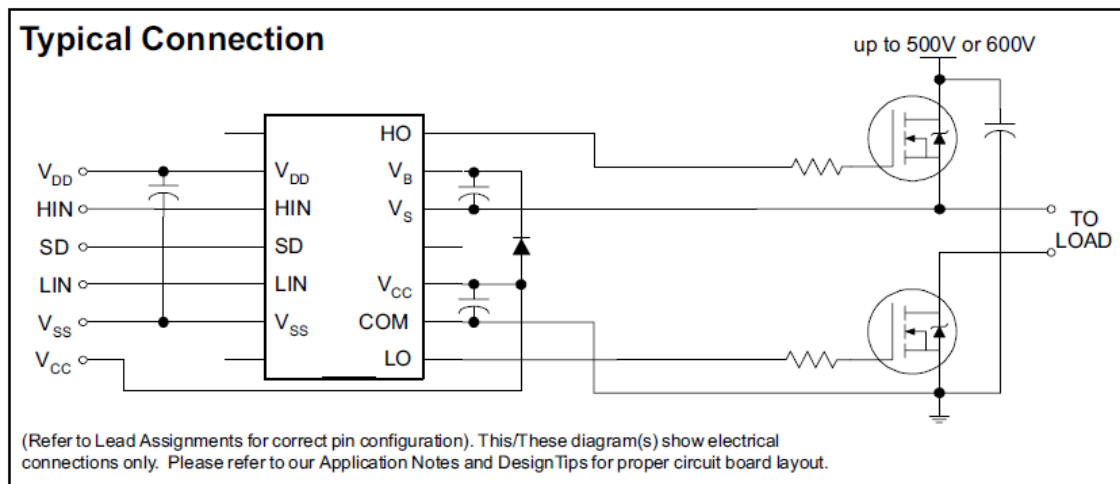


Figura 4.13. Conexión recomendada del driver IR2110. Fuente: [36]

Los elementos adicionales son condensadores para estabilizar tensiones, resistencias de puerta para limitar la intensidad consumida y los elementos para el circuito de *bootstrap* (condensador y diodo de *bootstrap*) necesarios para suministrar la tensión correcta al MOSFET de la parte alta que no tiene la fuente referenciada a tierra (tensión flotante). Posteriormente se analizará esta técnica de *bootstrap* con mayor detenimiento.

4.3. Control digital de los interruptores

Todo dispositivo con interruptores electrónicos necesita de un control para su apertura y cierre. Tradicionalmente se han utilizado complejos circuitos analógicos que generan pulsos de intensidad/voltaje con un patrón determinado. En términos más técnicos estos circuitos fijan el ciclo de trabajo (IGBTs, BJTs, MOSFETs...) o el ángulo de disparo (tiristores) y se controlan manualmente con potenciómetros o en bucle cerrado con su correspondiente regulador analógico (*PI*, por ejemplo). Como ejemplo se muestra el diagrama de bloques del circuito de control analógico de un puente completo que se utiliza en el laboratorio de prácticas de Electrónica de Potencia para gobernar el funcionamiento de un inversor de 50 Hz.

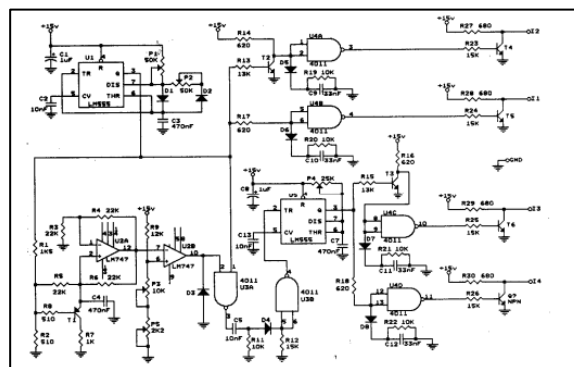


Figura 4.14. Circuito de control analógico de un inversor de 50 Hz. Práctica III – Electrónica de Potencia

Ante la creciente complejidad de estos circuitos y su poca flexibilidad, se han ido incorporando al mercado dispositivos controlados de manera digital. En ellos el complejo circuito analógico (comparadores, condensadores, integrados, generadores de rampa...) se sustituye por una solución digital basada en hardware (FPGA, ASIC...) o software (Arduino, Microcontroladores, DSP...).

Esto fue posible gracias al desarrollo de sistemas digitales cada vez más veloces (funcionamiento interno del orden de MHz) y la flexibilidad que permite el control *software*. Por otro lado se requieren mayores conocimientos en programación (C, VHDL...) y arquitectura de computadores.

En el presente proyecto, por la flexibilidad exigida, se optó por una solución digital, controlando los interruptores mediante un procesador de señales (DSP) modelo *Piccolo* TMS320F28069 de la empresa *Texas Instruments* [37]:

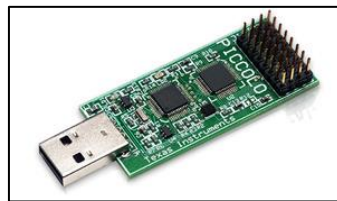


Figura 4.15. *Piccolo Control Stick* para el gobierno de los MOSFETs

Algunas de las ventajas de esta implementación son [38]:

- Convertidor AD integrado
- Permite cálculos complejos
- Flexible y configurable
- Basado en C/C++
- Bajo coste (en torno a 50€)

Como principal desventaja, se requiere un alto conocimiento en programación de microprocesadores en lenguaje C. Esto implica pleno conocimiento de cómo gestionar interrupciones, cómo configurar registros, el manejo de variables y funciones, etc. Los diferentes textos técnicos para el manejo del DSP (*datasheet* y *technical manual*) deben ser consultados frecuentemente para obtener la máxima utilidad del producto. En conclusión, la curva de aprendizaje puede ser larga y más si se carece de conocimientos previos en programación y sistemas microprocesadores.

El módulo más importante para el control digital del inversor es el correspondiente a la generación de señales PWM. Mediante la configuración de los registros correspondientes se pueden seleccionar distintos modos de funcionamiento como el PWM asimétrico o simétrico y fijar tiempos muertos (*dead-band time*) entre otras muchas cosas.

The figure contains three timing diagrams, each with a vertical axis labeled TBCTR, TBPRD, CMPA, and CMPB. A legend at the top states: "• = compare events are fed to the Action Qualifier Module".

- Count Up Mode:** The TBCTR signal is a sawtooth wave that increases linearly and then resets. The TBPRD signal is a constant high level. The CMPA and CMPB signals are constant high levels. The label "Asymmetrical Waveform" is on the right.
- Count Down Mode:** The TBCTR signal is a sawtooth wave that decreases linearly and then resets. The TBPRD signal is a constant high level. The CMPA and CMPB signals are constant high levels. The label "Asymmetrical Waveform" is on the right.
- Count Up and Down Mode:** The TBCTR signal is a triangular wave that increases and then decreases linearly. The TBPRD signal is a constant high level. The CMPA and CMPB signals are constant high levels. The label "Symmetrical Waveform" is on the right.

43

La salida sale por uno de los pines destinados al módulo PWM. Así se transmite la información binaria sobre el estado deseado en cada MOSFET. Variará entre dos niveles lógicos: 3.3 V (conducción) y 0 V (corte). Esta señal de información se recoge, amplifica y adecúa en los drivers de control IR2110 ya mencionados antes de llegar a la puerta del transistor.

El DSP es capaz de leer de otro pin de entrada una magnitud procedente del circuito inversor y utilizarla para realizar un control en bucle cerrado mediante un regulador (P o PI generalmente). Así se conseguiría mantener el sistema físico inmune a perturbaciones manteniendo el nivel eficaz de intensidad (y por ende el campo magnético) en torno al valor de referencia que se desee.

Cabe señalar además que el control digital de los MOSFETs permite la flexibilidad requerida en la aplicación, al poder programarse para generar una salida de frecuencia variable. El Piccolo permite también implementar los distintos tipos de control explicados más adelante, necesarios para la obtención de una senoide a la salida del inversor. Estos modos de funcionamiento son: control por señal cuadrada, por fase desplazada y modulado (bipolar y unipolar).

Lógicamente la configuración y el programa de salida en C será distinto y creciente en complejidad para cada uno de ellos, aunque todos se basen en lo mismo: generación de PWM con un determinador ciclo de trabajo.

4.4. Cargas inductivas a la salida. Bobinas

La especificación principal para este inversor es que se puedan obtener frecuencias de salida en un amplio espectro, concretamente desde 50 Hz hasta 50 kHz, para poder estudiar el efecto de un campo magnético alterno (en principio de amplitud constante) en el proceso de congelación de diversos productos. Se han escogido unas frecuencias discretas para el desarrollo del proyecto, incluyendo valores menores a 50 Hz por si interesaban en el análisis:

Frecuencia (Hz)	1	5	25	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	20000	40000	50000
-----------------	---	---	----	----	-----	-----	-----	------	------	------	-------	-------	-------	-------

Tabla 1. Frecuencias discretas de diseño en el rango de interés

En principio la magnitud de importancia a controlar será la intensidad que atraviese la carga. Como posibles cargas se dispone de dos bobinas de núcleo de aire de distinta inductancia y resistencia. Ambas bobinas se fabricaron en el CEI durante el transcurso del proyecto anterior donde se elaboró el primer prototipo para el inversor [3].

Fueron diseñadas utilizando el software de simulación Maxwell de ANSYS, como se muestra en la Figura 4.18 para estudiar el valor del campo magnético en su seno para distintos niveles de intensidad y geometrías.

En un principio se estimó el valor de la intensidad nominal que originaría un campo magnético del orden de 8 G (800 μT). Este valor fue el medido en los equipos congeladores que incorporan tecnología de campos magnéticos. Como las bobinas son diferentes entre sí se obtienen sendos valores nominales (uno por bobina) que se especifican más adelante.

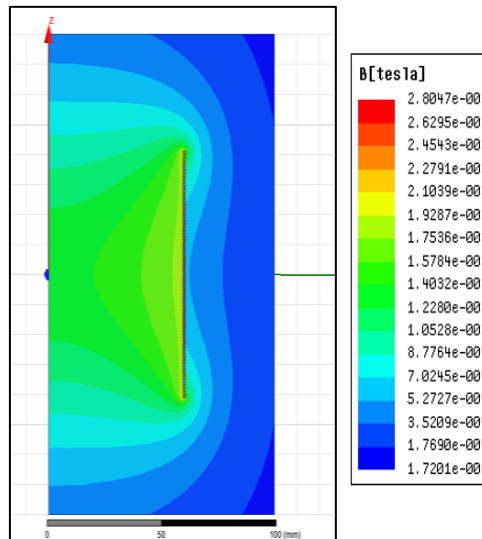


Figura 4.18. Campo magnético en el interior de una de las bobinas. Simulación en Maxwell. Fuente: [3]

Como se explicó en el punto ‘Superenfriamiento con campos magnéticos’, se recuerda que esta tecnología fue patentada en 2001 por la compañía japonesa ABI en sus equipos CAS (*Cells Alive System*). Una empresa española de restauración tradicional japonesa (*Kotobuki*) posee uno de estos equipos y fue al que se tuvo acceso desde el ICTAN para la medición.

Dicho esto, en este trabajo se toman las intensidades nominales eficaces calculadas como las especificaciones a satisfacer. No obstante, se plantean los límites y la posibilidad de variar estas intensidades en aras de conseguir distintas amplitudes del campo magnético de posible utilidad en el futuro.

Se distinguen las dos bobinas principalmente por su inductancia y en consecuencia por el rango de frecuencias de salida en el que es conveniente usar cada una. Dado que la impedancia de una inductancia crece con la frecuencia ($Z_L = j2\pi L$), a mayor L, mayor oposición a establecer una corriente nominal fija a frecuencia alta.

De este modo, se asocia la bobina de menor inductancia a una utilización a altas frecuencias y la de inductancia mayor a frecuencias más bajas.

Bobina de altas frecuencias

Fue fabricada a partir de un carrete realizado con impresora 3D (*Witbox* de BQ) y 75 vueltas de *hilo de Litz*.

Este tipo de conductor se construye a partir de numerosos hilos de pequeña sección, aislados unos de otros y unidos solo en los extremos. Se utiliza en diseños para corrientes a altas frecuencias con la finalidad de aumentar el área efectiva de conducción y reducir así el *efecto pelicular*³, causante del desequilibrio en la densidad de corriente en la sección del cable de la bobina.

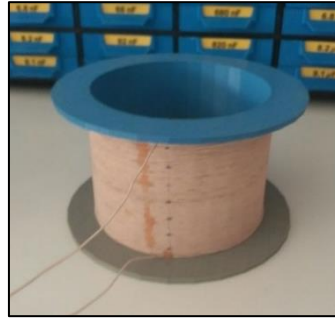


Figura 4.19. Bobina para altas frecuencias

Se calculó que para generar el campo magnético alterno deseado (nivel eficaz de 8 G en su seno) es necesaria una intensidad eficaz de 1.47 A. Una vez fabricada se midió con el analizador de impedancias la impedancia compleja resultando unos valores de $L=562 \mu\text{H}$ y $R=990 \text{ m}\Omega$.

Representando en un diagrama de Bode en Matlab el módulo de la impedancia y su argumento (Figura 4.20) se entiende más fácilmente el comportamiento en frecuencia de la carga. El módulo representa la relación entre amplitudes eficaces de tensión e intensidad en la salida y el argumento el desfase de la tensión respecto a la intensidad.

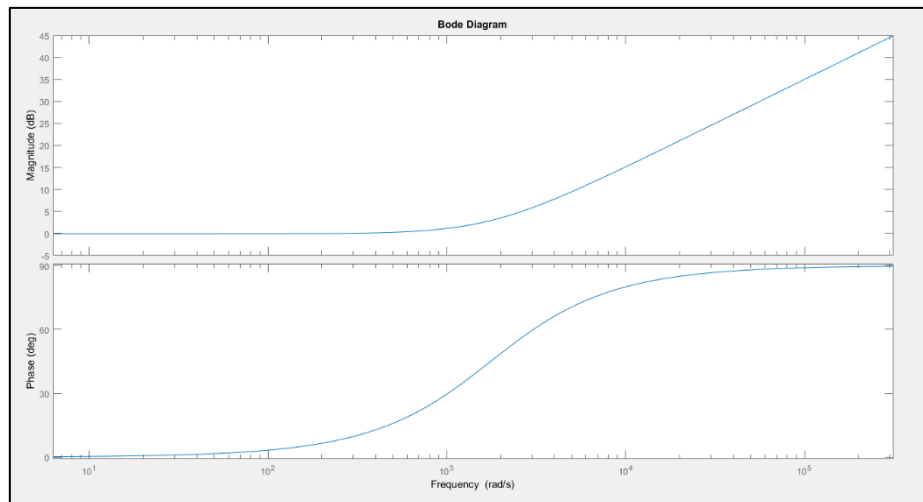


Figura 4.20. Módulo (superior) y argumento (inferior) de la bobina de alta frecuencia.
 $L=562 \mu\text{H}$ y $R=990 \text{ m}\Omega$.

³ Para altas frecuencias los electrones tienden a circular por la zona más externa del conductor, en forma de corona, en vez de hacerlo por toda su sección, con lo que, de hecho, disminuye la sección efectiva por la que circulan estos electrones aumentando la resistencia del conductor.

Se destaca que para conseguir un nivel de intensidad eficaz constante para cualquier frecuencia será necesario una tensión eficaz de salida cada vez mayor.

Así para lograr los niveles nominales de 8 G y 1.47 A con esta bobina, la tensión eficaz necesaria a la salida, que no es la tensión de entrada directamente (aunque en todo caso serán proporcionales como se detallará más adelante), viene dada por la siguiente expresión:

$$V_{ef} = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2} \cdot I_{ef} \quad (18)$$

El único parámetro variable de la expresión anterior es la frecuencia. Para cada valor se obtiene la siguiente tabla:

Frecuencia (Hz)	1	5	25	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	20000	40000	50000
Carga (Ω)	0,99	0,99	0,99	1,01	1,05	1,22	2,02	3,67	7,13	17,68	35,33	70,63	141,25	176,56
Tensión (V_{ef})	1,46	1,46	1,46	1,48	1,55	1,79	2,98	5,39	10,48	25,99	51,93	103,83	207,64	259,54

Tabla 2. Tensión eficaz para cada valor de frecuencia en la bobina de menor inductancia

Una primera cuestión a abordar es cómo conseguir suficiente tensión eficaz en bornes de la carga para obtener las frecuencias más altas. Para 50 kHz se tendrían que aplicar aproximadamente 260 V eficaces, que implican valores pico de ± 368 V. Se expondrá este tema más adelante (Problemas a altas frecuencias).

Bobina de bajas frecuencias

Fue diseñada y construida también en el CEI a partir de un tubo de PVC de 90 mm de diámetro y con 500 vueltas de cable de cobre dispuesto en 6 capas y arrollado sobre el tubo. Ofrece como es de esperar una mayor impedancia con respecto a la anterior.

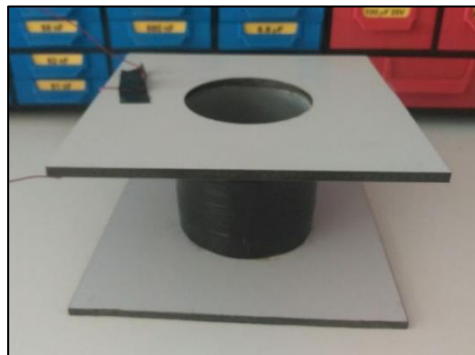


Figura 4.21. Bobina para bajas frecuencias

Siguiendo un proceso de simulación análogo al explicado para la otra bobina se estipuló que sería necesaria una corriente eficaz de 0.165 A para lograr los valores nominales de campo magnético.

Una vez fabricada se midió experimentalmente su impedancia, resultando unos valores de $L=16.67$ mH y $R=5.16$ Ω . En términos relativos a la de altas frecuencias la inductancia es aproximadamente 30 veces mayor y la resistencia 5 veces mayor.

El correspondiente diagrama de Bode es idéntico en forma, pero desplazando la frecuencia de corte (punto de cambio de pendiente) a frecuencias inferiores:

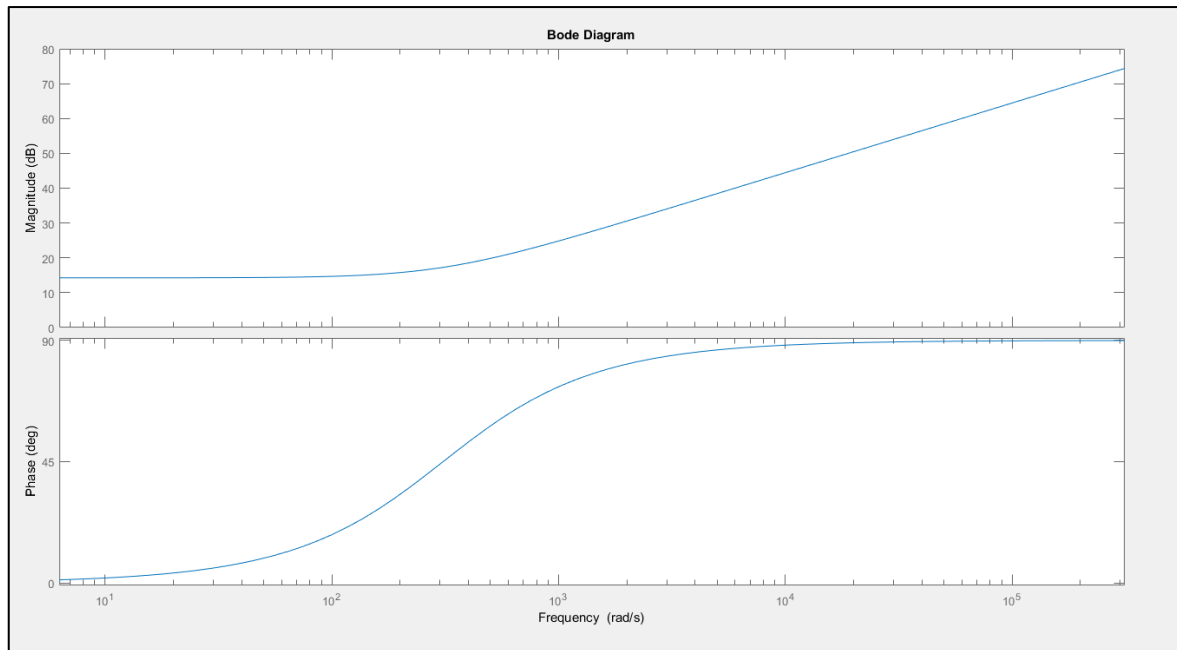


Figura 4.22. Módulo (superior) y argumento (inferior) de la bobina de bajas frecuencias. $L=16670 \mu\text{H}$ y $R=5.16 \Omega$.

Para esta bobina los valores de tensión eficaz a la salida crecerán más rápido con la frecuencia por lo que su utilización será inviable. Para una intensidad eficaz nominal de 0.165 A para cada frecuencia de interés los resultados son los siguientes:

Frecuencia (Hz)	1	5	25	50	100	200	500	1000	2000	5000	10000	20000	40000	50000
Carga (Ω)	5,16	5,19	5,79	7,35	11,68	21,57	52,62	104,87	209,54	523,73	1047,42	2094,82	4189,63	5237,04
Tensión (Vef)	0,85	0,86	0,95	1,21	1,93	3,56	8,68	17,30	34,57	86,42	172,82	345,65	691,29	864,11

Tabla 3. Tensión eficaz para cada valor de frecuencia en la bobina de mayor inductancia

A modo de resumen se establecen las especificaciones de las dos cargas disponibles:

Especificaciones	Bobina alta frecuencia	Bobina baja frecuencia
Resistencia (Ω)	0,99	5,16
Inductancia (mH)	0,562	16,67
Intensidad eficaz (A)	1,47	0,165
Campo magnético (mT)	0,8	

Tabla 4. Especificaciones para las dos bobinas

5. Análisis y diseño del Inversor

Después de describir el sistema que se va a utilizar y los elementos individuales que lo forman, se dispone a analizar cualitativa y cuantitativamente la razón de la implementación y la resolución de ciertos problemas surgidos en las fases iniciales de estudio.

Primero se va a mostrar el cálculo de las potencias que el convertidor va a gestionar. La finalidad del inversor no es directamente la transmisión de potencia, como podría ser el caso de un inversor de un panel solar. No obstante, resulta interesante mostrar los órdenes de magnitud y el estudio de potencia activa y reactiva.

Se describirán a continuación los diferentes modos de funcionamiento que se pueden implementar de forma digital. Se indican los propuestos idealmente para que el inversor funcione de acuerdo a las especificaciones a satisfacer. Se recuerda que para información más detallada relativa al control digital del proyecto, se puede acudir al Trabajo Fin de Grado de Eduardo Ballesteros, compañero del autor de este texto [4].

En tercer lugar, se expone el problema principal del inversor, la variabilidad de frecuencias, y el cómo se ha abordado el mismo.

Por último se detallan los componentes discretos empleados y los motivos de su uso, así como un análisis cuantitativo de las pérdidas por calor en los interruptores.

5.1. Balance de potencias

Las bobinas empleadas como carga se pueden representar eléctricamente como una inductancia (L) en serie con una resistencia (R). La potencia útil o activa ($P_{\text{útil}}$) será la consumida por la resistencia en forma de calor por efecto Joule.

Pero esta no será la única potencia en juego. Existirá una energía en tránsito debido a la inductancia, que resultará en una potencia reactiva (Q_L) dependiente de la frecuencia. Esta potencia reactiva es la causante de que la potencia aparente (S) crezca, disminuyendo el factor de potencia ($F.P$), el cual suele ser utilizado como medida de la eficiencia de los sistemas eléctricos.

Se recuerdan las siguientes fórmulas, válidas para el circuito RL serie en régimen alterno senoidal de una frecuencia dada:

$$P_{\text{útil}} = RI_{ef}^2 \quad (19)$$

$$Q_L = X_L I_{ef}^2 = \omega L I_{ef}^2 = 2\pi f L I_{ef}^2 \quad (20)$$

$$S = \sqrt{P_{\text{útil}}^2 + Q_L^2} = \sqrt{(R^2 + (2\pi f L)^2) I_{ef}^2} \quad (21)$$

$$F.P. = \frac{P_{\text{útil}}}{S} = \cos(\phi), \quad \phi = \arctan\left(\frac{2\pi f L}{R}\right) \quad (22)$$

Se han calculado (Tabla 5 y Tabla 6), para cada frecuencia de interés, la impedancia (módulo), la potencia activa consumida en cada bobina, la potencia aparente, el desfase entre las ondas de tensión e intensidad de salida (ϕ) y el factor de potencia. Se han despreciado por hipótesis efectos de armónicos superiores a la frecuencia de salida.

	Frecuencia (Hz)	Impedancia RL (Ω)	Potencia útil (W)	Potencia aparente (VA)	Desfase ϕ (grados)	F.P
B O B I N A A L T A	1	0,990	2,139	2,139	0,204	1,000
	5	0,990		2,140	1,022	1,000
	25	0,994		2,148	5,096	0,996
	50	1,006		2,173	10,112	0,984
	100	1,051		2,271	19,630	0,942
	200	1,216		2,628	35,503	0,814
	500	2,024		4,374	60,720	0,489
	1000	3,667		7,925	74,339	0,270
	2000	7,131		15,410	82,020	0,139
	5000	17,683		38,212	86,791	0,056
	10000	35,325		76,335	88,394	0,028
	20000	70,630		152,624	89,197	0,014
	40000	141,249		305,226	89,598	0,007
	50000	176,560		381,529	89,679	0,006

Tabla 5. Balance de potencia – Bobina de baja inductancia ($L=562 \mu H$ y $R=0.99 \Omega$) con $I_{ef}=1.47 A$

	Frecuencia (Hz)	Impedancia RL (Ω)	Potencia útil (W)	Potencia aparente (VA)	Desfase ϕ (grados)	F.P
B O B I N A B A J A	1	5,161	0,140	0,141	1,163	1,000
	5	5,187		0,141	5,795	0,995
	25	5,786		0,158	26,906	0,892
	50	7,352		0,200	45,425	0,702
	100	11,676		0,318	63,773	0,442
	200	21,574		0,587	76,162	0,239
	500	52,624		1,433	84,373	0,098
	1000	104,868		2,855	87,180	0,049
	2000	209,545		5,705	88,589	0,025
	5000	523,729		14,259	89,436	0,010
	10000	1047,419		28,516	89,718	0,005
	20000	2094,820		57,031	89,859	0,002
	40000	4189,630		114,063	89,929	0,001
	50000	5237,036		142,578	89,944	0,001

Tabla 6. Balance de potencia – Bobina de alta inductancia ($L=16670 \mu H$ y $R=5.16 \Omega$) con $I_{ef}=0.165 A$

El factor de potencia depende lógicamente de la frecuencia. Para valores altos de frecuencia, se puede observar que este disminuye notablemente. Físicamente esto implica que las energías en tránsito se utilizan en mayor medida para la generación del campo magnético que en disipación por calor.

El retraso de la onda de corriente por la carga con respecto a la tensión aumenta a medida que disminuye el factor de potencia. Un FP próximo a 1 implica un comportamiento puramente resistivo mientras un FP casi nulo un comportamiento de inductancia ideal. Se presenta este descenso del factor de potencia a medida que aumenta la frecuencia (Figura 5.1 y Figura 5.2 en escala logarítmica).

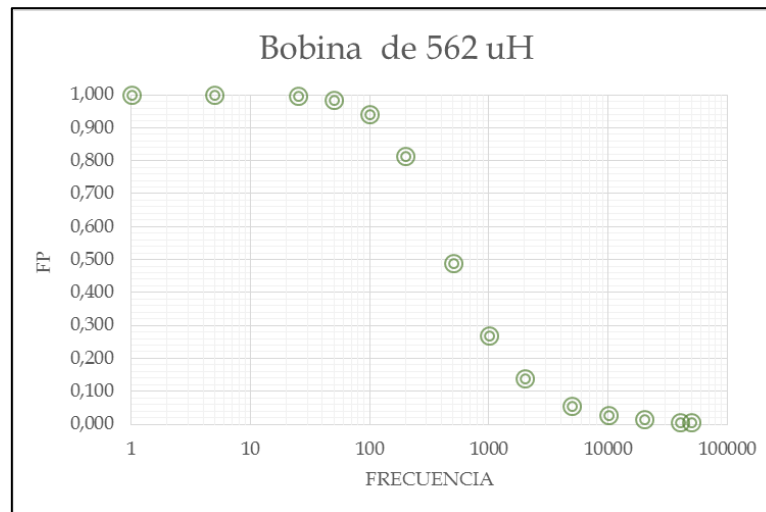


Figura 5.1. Factor de potencia de la carga de baja inductancia en el rango de frecuencias de interés

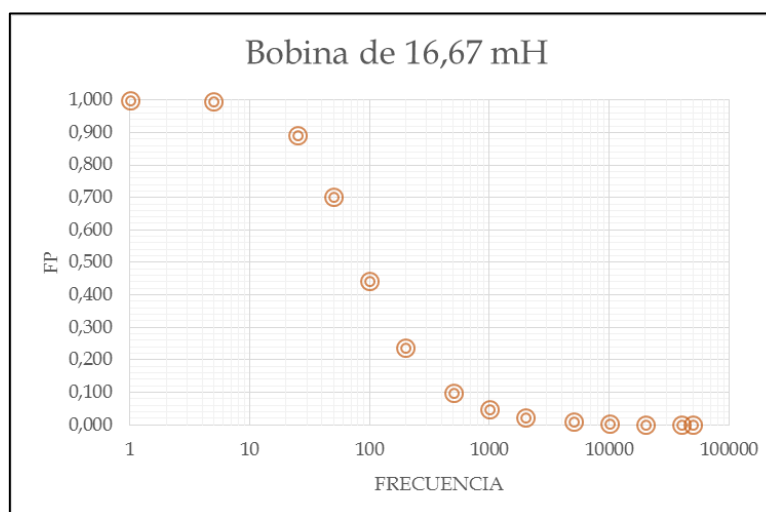


Figura 5.2. Factor de potencia de la carga de alta inductancia en el rango de frecuencias de interés

5.2. Control PWM del inversor

El inversor de este trabajo pertenece a los denominados *inversores de fuente de voltaje* al ser la entrada al inversor una fuente regulable de tensión continua. Este tipo es el más común y puede ser dividido a su vez en tres subcategorías en función del control de la tensión de salida [31]:

1. *Inversores de onda cuadrada (no modulados)*: tienen un modo de funcionamiento más básico donde la salida conmuta entre dos estados alternos de tensión (positiva y

negativa), logrando un voltaje de salida cuadrado. En consecuencia, el número de armónicos introducidos en la carga será elevado.

2. *Inversores con cancelación de voltaje o de fase desplazada (no modulados)*: la salida no es una onda cuadrada perfecta, sino que admite estados intermedios a tensión nula.
3. *Inversores modulados por ancho de pulsos o inversores PWM*: mediante técnicas PWM (Pulse Width Modulation) en el control de los interruptores, se consigue regular tanto la amplitud como la frecuencia de la tensión de salida. Para ello se recurre a una conmutación a mayor frecuencia que en el caso de los inversores no modulados. Resulta de interés el método de PWM sinusoidal (llamado en ocasiones SPWM), para lograr señales de salida con el menor contenido en armónicos posible.

La topología que se ha seleccionado para el diseño del inversor es la de puente completo, (Figura 5.3) que permite evaluar todas las técnicas anteriormente descritas. Para esta topología, el control modulado con PWM se subdivide a su vez en bipolar y unipolar en función del número de estados posibles de los cuatro interruptores de las dos ramas (A y B).

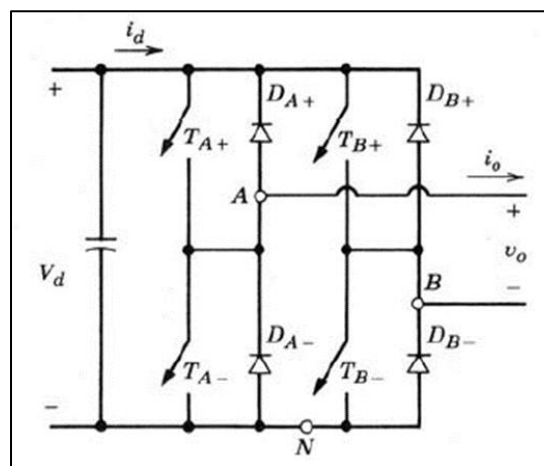


Figura 5.3. Esquema eléctrico del Inversor de Puente Completo. Fuente:[31]

Para poder comparar cada método (modulado y no modulado) se propone evaluar a nivel analítico el contenido armónico a la salida. En otras palabras, cuantificar la diferencia entre la salida senoidal teórica a frecuencia deseada y la salida real que presenta un acoplamiento de frecuencias superiores (distorsión).

Posteriormente en el apartado de Simulaciones se simularán y comprobarán los resultados descritos para el caso este inversor concreto usando la herramienta informática PSIM.

Inversor no modulado

En este primer modo de funcionamiento la frecuencia de salida de la onda senoidal (de tensión o intensidad) es igual a la frecuencia de conmutación. Así para el control por onda

cuadrada, la salida será una tensión como la de la figura (donde se observa además el primer armónico).

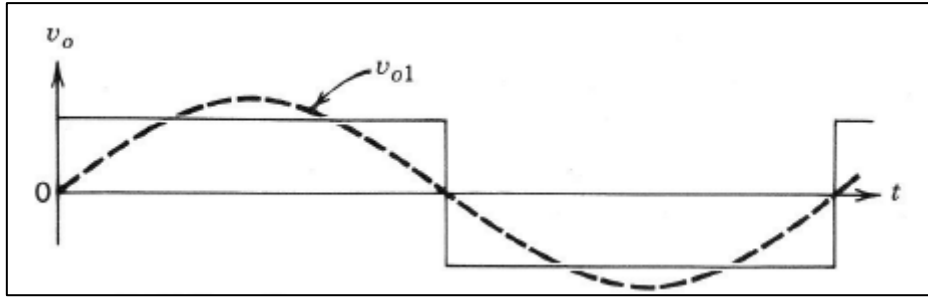


Figura 5.4. Control por señal cuadrada (no modulado) y primer armónico. Fuente: [31]

La señal de salida (v_o) oscila entre el nivel de tensión de entrada y su opuesto. Este control es el más sencillo pues se consigue abriendo y cerrando las dos diagonales del puente completo de forma complementaria. Se suceden así dos estados:

- T_{A+} y T_{B-} ON (los otros de su misma rama OFF)
- T_{A-} y T_{B+} ON (los otros de su misma rama OFF)

Se puede expresar analíticamente v_o en serie de Fourier:

$$v_o(t) = \sum_{n \text{ impar}}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi} \sin(2\pi n f_0 t) \quad (23)$$

Donde V_d es la tensión de entrada y f_0 la frecuencia fundamental que se quiera imponer a la salida. El primer armónico (para $n=1$) es el único que en principio se desea obtener.

No obstante, el problema está en que aparecen armónicos a frecuencias de múltiplo impar con una amplitud decreciente con n para nada despreciables. La distorsión total armónica (THD) de la onda de tensión se puede calcular como:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{V_{ef}}{V_{ef1}}\right)^2 - 1} \quad (24)$$

$$\text{con } V_{ef} = V_d ; V_{ef1} = \frac{4V_d}{\pi\sqrt{2}} \quad (25)$$

Introduciendo los valores correspondientes se obtiene que, analíticamente, $THD=48.34\%$.

Es cierto que, para la carga del inversor para campos magnéticos, la intensidad correspondiente a cada armónico de tensión sufre un efecto extra de atenuación al ser la impedancia creciente con la frecuencia. No obstante, los armónicos aparecen relativamente cerca de la frecuencia fundamental y esto puede distorsionar los efectos de los experimentos.

Un control no modulado más avanzado es el control por fase desplazada (mostrado en la Figura 5.5). Se puede realizar un análisis análogo volviendo a descomponer en serie de Fourier la onda de tensión de salida:

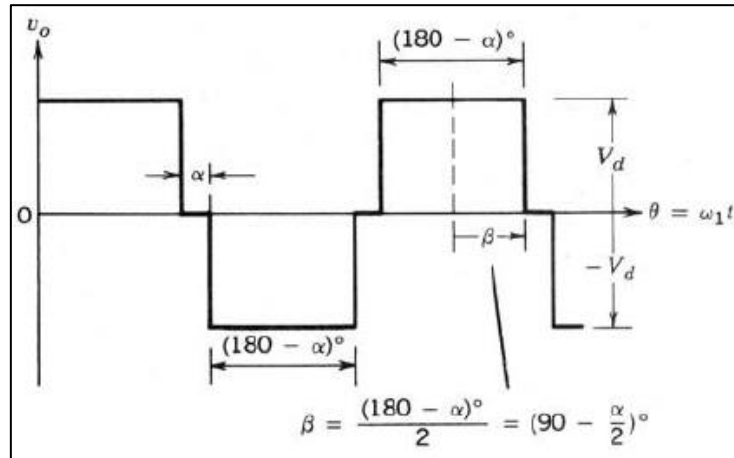


Figura 5.5. Control por fase desplazada (no modulado). Fuente: [31]

$$v_o(t) = \sum_{n \text{ impar}}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi} \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \sin(2\pi n f_0 t) \quad (26)$$

Ahora se puede controlar la amplitud del armónico principal de salida ($n=1$) variando el ángulo de desfase α , por lo que la distorsión armónica total dependerá de este parámetro:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{V_{ef}}{V_{ef1}}\right)^2 - 1} \quad (27)$$

$$\text{con } V_{ef} = V_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} = V_d \sqrt{d} ; V_{ef1} = \frac{4V_d}{\pi\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (28)$$

No resulta de una ventaja clara frente al control por señal cuadrada al aparecer armónicos a las mismas frecuencias que en ese caso. Se podría ajustar α hasta obtener el valor óptimo de menor THD, pero éste sigue siendo superior al 30%. Se pueden ver las amplitudes de los primeros armónicos, así como la variación de la distorsión armónica total en la Figura 5.6.

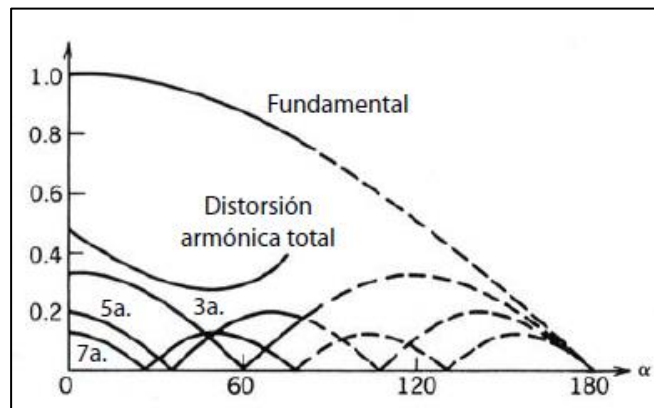


Figura 5.6. Amplitud de los primeros armónicos y THD del en el control por fase desplazada. Fuente: [31]

En definitiva, el principal problema surge al operar a frecuencias bajas donde los filtros que se tendrían que poner para eliminar la gran cantidad de armónicos serían muy grandes (altas inductancias y altas capacidades). De aquí nace la necesidad de modular la señal de control para gran parte de las aplicaciones electrónicas.

Inversor con modulación PWM

La modulación por ancho de pulsos (PWM) consiste básicamente en la variación progresiva del ciclo de trabajo de las señales que gobiernan los interruptores, con el fin de imponer una tensión senoidal en la carga.

El método estándar para conseguir PWM es la comparación de dos señales de información: una *señal portadora* (triangular generalmente) y una *señal moduladora* (senoide de referencia). Según el resultado de esta comparación se obtendrá el estado correspondiente, dependiendo de cuál sea mayor.

El objetivo fundamental de la modulación SPWM es lograr que *la información de amplitud de la señal moduladora esté contenida en el valor medio del tren de pulsos generado* [40]. La frecuencia de conmutación es del orden de la frecuencia de la portadora y el ciclo de trabajo variable dependerá de la moduladora.

La señal portadora que sirve para la comparación es triangular (también llamada de *dientes de sierra*) y puede tener distintas formas: ascendente, descendente o ambas juntas. La elección determina si el PWM de salida será simétrico o asimétrico. A medida que aumenta su frecuencia mejora la recreación de la onda senoidal; no obstante, quedará limitada por las tasas de respuesta de los semiconductores que reciben las señales PWM de gobierno.

Los dos parámetros fundamentales que pueden modificarse con el control son:

- *Índice de modulación de frecuencia*: Cociente entre la frecuencia de la onda triangular y la senoidal de referencia. Se denota por m_F y en general se busca que sea un valor alto ($m_F > 21$) para evitar problemas de asincronismo.
- *Índice de modulación de amplitud*: Cociente entre la amplitud de la onda senoidal de referencia y la onda triangular. Se denota por m_A y en general se trabaja con $m_A < 1$ para evitar sobremodulación y comportamientos no lineales. La frecuencia fundamental de la tensión de salida será proporcional a este índice por lo que se podrá utilizar para controlar la amplitud de la salida (dentro de un margen).

Controlando el inversor dentro de la zona lineal ($m_A < 1$) se cumple la siguiente relación entre el valor pico del primer armónico y la tensión de entrada:

$$V_{1PICO} = m_A V_d \quad (29)$$

Fuera de la zona lineal, se incurre en sobremodulación y aumenta el contenido armónico, hasta el límite de funcionamiento como inversor de onda cuadrada (ver Figura 5.7).

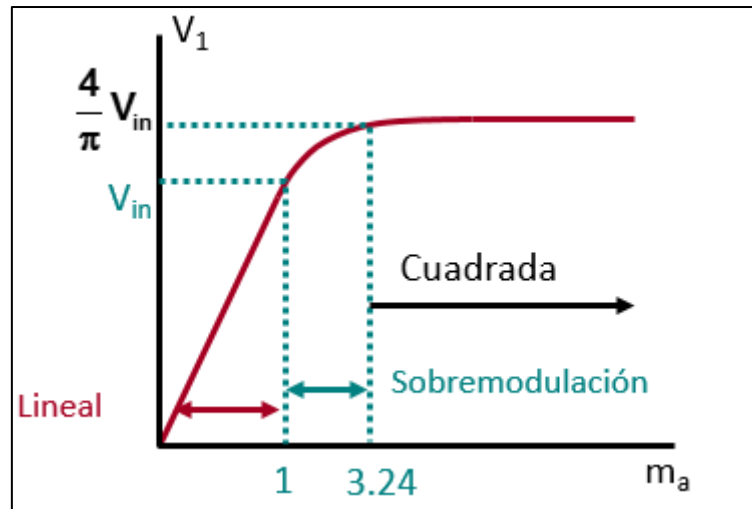


Figura 5.7. Relación entre el valor pico de la tensión de salida y el índice de modulación en frecuencia. Fuente: [23]

Para los armónicos generados bajo estas condiciones de modulación se comprueba más adelante que se desplazan hasta frecuencias múltiplo de la de la onda triangular (frecuencia de conmutación) y no de la frecuencia de salida. Esto es de vital importancia ya que serán filtrados más fácilmente. Además, la amplitud de estos será mucho menor por lo que la distorsión armónica en la onda de intensidad a la salida sí que será prácticamente nula.

Seguidamente se explican los dos métodos más comunes de generar SPWM, bipolar y unipolar estableciendo sus principales ventajas y desventajas.

❖ *Modulación bipolar*

El término *bipolar* hace referencia a que la salida conmuta entre dos niveles: $+V_d$ y $-V_d$ como lo hacía en el control por onda cuadrada. Para ello se suceden los mismos estados que allí aparecían (las diagonales del puente se abren de forma complementaria). La diferencia reside en que el ciclo de trabajo es ahora variable y de alta frecuencia para reconstruir la senoide de salida.

Para ello se utiliza una sola señal moduladora senoidal de frecuencia de salida y otra portadora triangular de mayor frecuencia:

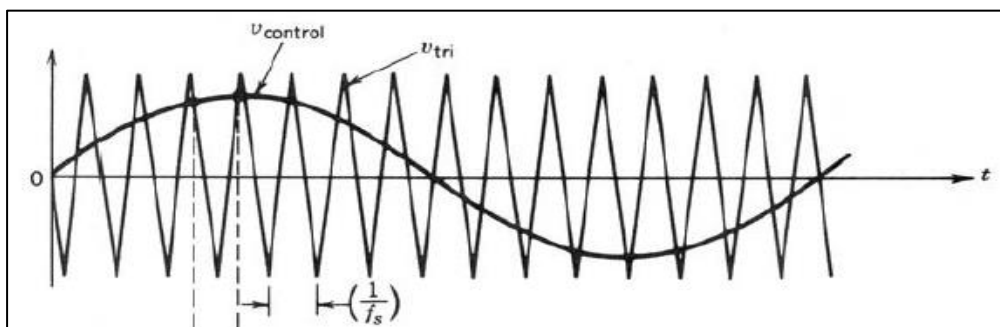


Figura 5.8. Señal portadora (triangular) y moduladora (senoidal) para control bipolar. Fuente: [31]

Se conmuta de forma que:

- Si $v_{\text{control}} > v_{\text{tri}} \rightarrow T_{A+}$ y T_{B-} están cerrados y en la carga aparece una tensión positiva $+V_d$.
- Si $v_{\text{control}} < v_{\text{tri}} \rightarrow T_{A-}$ y T_{B+} están cerrados y en la carga aparece una tensión negativa $-V_d$.

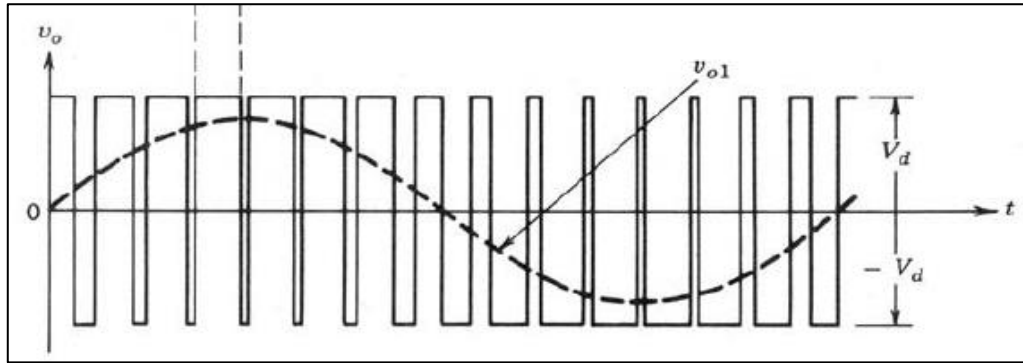


Figura 5.9. Tensión de salida modulada bipolar y primer armónico. Fuente: [31]

La salida tendrá un primer componente armónico senoidal. Esto es debido a que la onda v_{control} varía poco en un intervalo de conmutación y el ciclo de trabajo se va así actualizando generando el valor medio instantáneo de tensión. Cuanto mayor sea el índice de modulación en frecuencia (m_F) mejor será esta aproximación.

Se demuestra con análisis de Fourier que los armónicos cuando m_F es alto (>21) aparecen en múltiplos pares e impares de la frecuencia de conmutación de la siguiente forma:

- Múltiplos impares: en una banda central y en bandas laterales
- Múltiplos pares: sólo en bandas laterales

Con el software de simulación PSIM se ha efectuado la simulación con la carga concreta del inversor de este trabajo (bobina de alta frecuencia) con control bipolar, cuando la frecuencia de salida es 50 Hz y el índice de modulación en frecuencia $m_F=100$. Realizando el algoritmo FFT (*Fast Fourier Transformation*) de la señal de salida, se puede ver como el primer armónico aparece a 5kHz, es decir, a la frecuencia de conmutación y se van sucediendo con los múltiplos de ésta:

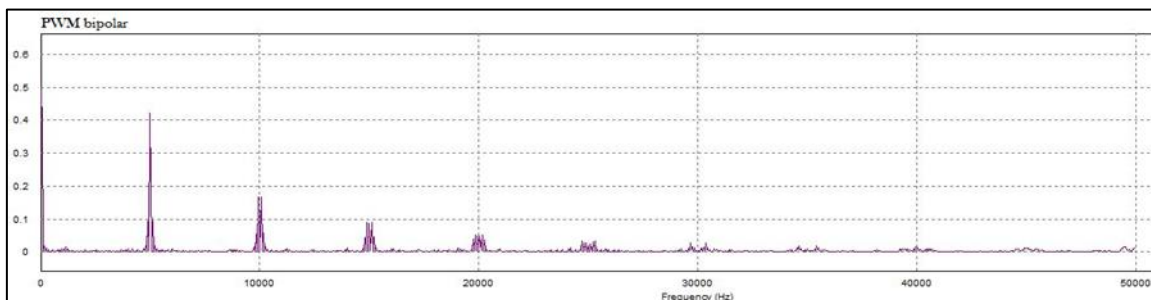


Figura 5.10. Contenido en armónicos de la salida a 50 Hz del inversor con control bipolar - PSIM

❖ *Modulación unipolar*

Este control es más complejo y recuerda al de fase deslaza al incluir estados en los que la carga está a tensión nula. Durante el semiciclo positivo de la onda de tensión se suceden estados de $+V_d$ y 0 V mientras que en el semiciclo negativo de $-V_d$ y 0 V. De esta forma el salto de tensión en cada conmutación se reduce a la mitad. Los estados de 0 V se obtienen cerrando a la vez los interruptores superiores o inferiores, con cuidado de no cortocircuitar nunca la fuente (los de una misma rama siempre deben ir complementarios).

En esta ocasión son necesarias dos señales de control $+v_{\text{control}}$ y $-v_{\text{control}}$ para una misma portadora triangular:

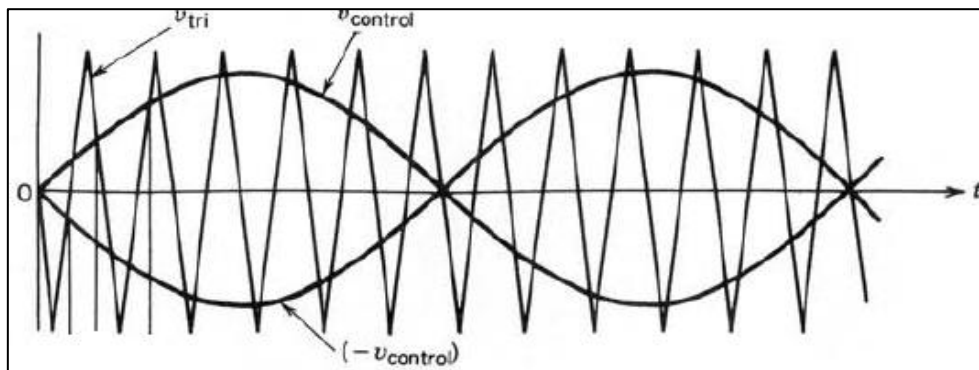


Figura 5.11. Señal portadora (triangular) y moduladoras (senoidales) para control unipolar.

Fuente: [31]

Y se conmuta de forma que:

- Si $v_{\text{control}} > v_{\text{tri}} \rightarrow T_{A+}$ está cerrado y el punto A está a una tensión $+V_d$.
- Si $v_{\text{control}} < v_{\text{tri}} \rightarrow T_{A-}$ está cerrado y el punto A está a tensión nula.
- Si $-v_{\text{control}} > v_{\text{tri}} \rightarrow T_{B+}$ está cerrado y el punto B está a una tensión $+V_d$.
- Si $-v_{\text{control}} < v_{\text{tri}} \rightarrow T_{B-}$ está cerrado y el punto B está a tensión nula.

El principio de funcionamiento es el mismo solo que ahora hay más estados. Cabe notar que la tensión en A y B (ver Figura 5.13) solo depende del estado de los interruptores de la rama y no del sentido de la corriente.

Para permitir esa corriente circular bidireccionalmente se disponen los diodos en antiparalelo (inherentes a los MOSFETs, aunque normalmente se añaden de manera adicional, como en este proyecto).

Se vuelve a demostrar con análisis de Fourier que los armónicos cuando m_F es alto y par aparecen solo en múltiplos pares de la frecuencia de conmutación y sólo con bandas laterales. Por tanto, hay menos armónicos que con control bipolar.

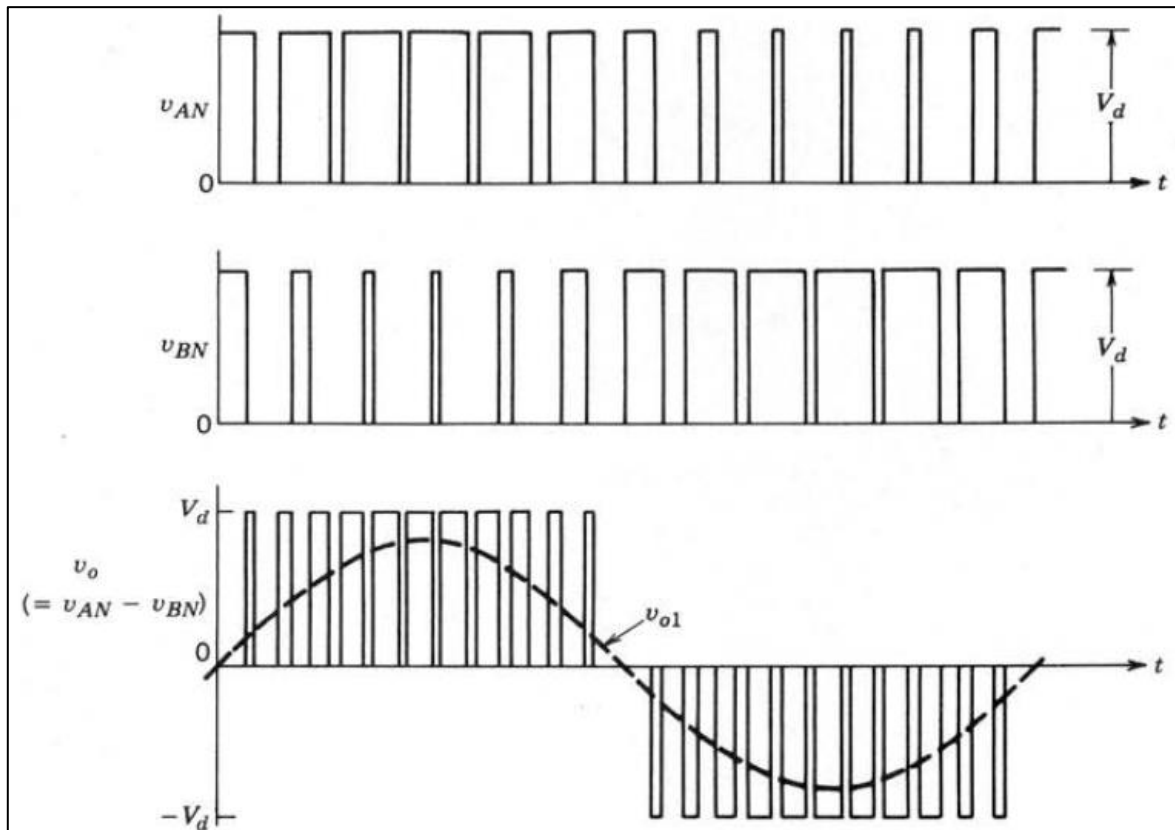


Figura 5.13. Tensiones en los nudos de la carga y tensión de salida modulada unipolar y primer armónico.

Fuente: [31]

Una vez más con PSIM y para las mismas condiciones que antes (50 Hz de salida y $m_F=100$) la FFT de la señal de salida revela unos en estos múltiplos pares de la frecuencia de conmutación de 5 kHz:

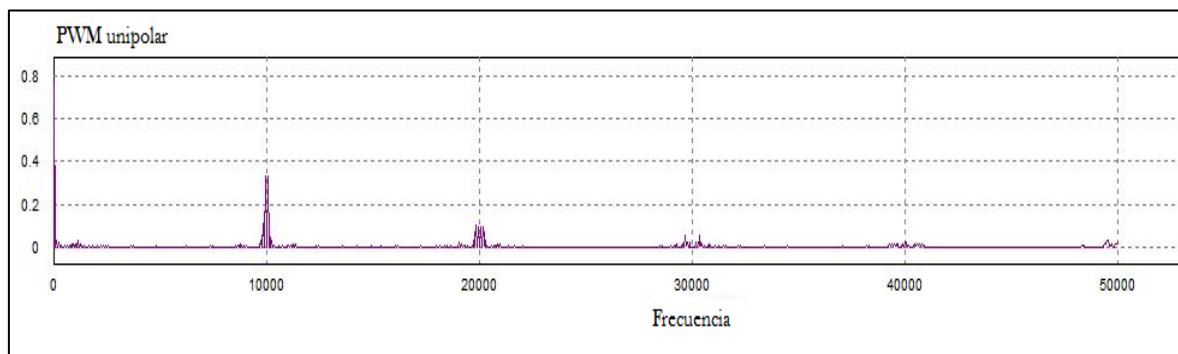


Figura 5.12. Contenido en armónicos de la salida a 50 Hz del inversor con control unipolar - PSIM

A nivel de resumen se recogen en forma de tabla las ventajas y desventajas para cada tipo de control explicado anteriormente:

Tipo de control	Ventajas	Desventajas
<i>Onda cuadrada</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Control más simple - Frecuencia controlable 	<ul style="list-style-type: none"> - Alto contenido en armónicos - Amplitud no controlable
<i>Fase desplazada</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Control sencillo e intuitivo - Amplitud y frecuencia controlables 	<ul style="list-style-type: none"> - Contenido armónico alto
<i>PWM bipolar</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Amplitud y frecuencia controlables - Armónicos a frecuencia de conmutación (Alta) 	<ul style="list-style-type: none"> - Control más complejo - Conmutaciones entre niveles de tensión $\pm V_d$. Más armónicos que unipolar
<i>PWM unipolar</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Amplitud y frecuencia controlables - Menor contenido de armónicos de todos 	<ul style="list-style-type: none"> - Control más difícil de todos - Conmutaciones entre niveles de tensión $\pm V_d$ y 0 (mejor que bipolar)

Tabla 7. Comparación entre los distintos controles posibles del inversor

5.3. Problemas a altas frecuencias

El principal problema para obtener una salida de alta frecuencia es que el módulo de la impedancia compleja (de cualquiera de las bobinas) crece mucho, como ya se vio en los diagramas de Bode cuando se describieron las cargas (Figura 4.20 y Figura 4.22).

Si partimos de la impedancia que se opone al obtener altas frecuencias (con $L=562 \mu\text{H}$ y $R=990 \text{ m}\Omega$), esta varía con la frecuencia desde apenas 1Ω hasta casi 180Ω . Esto implica que, para suministrar una intensidad constante en amplitud a cualquiera de las frecuencias, la tensión de salida, y por ende la tensión de entrada crecen en proporción a la impedancia.

A fin de reducir la tensión a aplicar se propone una solución para reducir la impedancia compleja. Para contrarrestar el efecto inductivo, es lógico añadir un condensador en serie con la carga original. La situación ideal, de impedancia mínima, se denomina *resonancia eléctrica* y se explicó en las notas teóricas (3.3. Resonancia eléctrica).

Como también se desea trabajar dentro de un espectro a altas frecuencias (no una única), no existirá una sola frecuencia de resonancia sino varias. No se dispone de cualquier capacidad de forma comercial por lo que se tendrá que llegar a una solución de compromiso.

Se sugiere utilizar un solo condensador serie (o un equivalente serie con varios condensadores) que disminuya la impedancia de la bobina de alta frecuencia (pensada en un principio para obtener estas altas frecuencias) modificando así la carga original.

Concretamente se señala el intervalo de 10 kHz a 50 kHz como crítico al necesitar más de 80 V en la entrada para obtener la intensidad y campo magnético nominales. Entonces, se toman estos extremos para acotar el intervalo para el condensador resonante. Aplicando la ecuación de resonancia ya demostrada (Ecuación 11) al intervalo de interés y para la bobina de 562 μH se obtiene:

Frecuencia (Hz)	Capacidad resonante (nF)
10000	450,72
20000	112,68
40000	28,17
50000	18,03

Tabla 8. Capacidad resonante necesaria a cada frecuencia de interés

Teniendo estos valores en mente, se acude a los componentes normalizados disponibles en el CEI y se seleccionan los condensadores o combinaciones de ellos en paralelo que se ajusten mejor al cálculo teórico. Se recuerda que la capacidad equivalente de dos condensadores en paralelo es la suma de las capacidades.

Frecuencia (Hz)	Obtención de equivalente	Capacidad real medida con polímetro (nF)
10000	Un condensador normalizado de 470 nF	450
20000	Suma en paralelo de uno de 47 nF y otro de 68 nF	109
40000	Un condensador normalizado de 27 nF	27
50000	Suma en paralelo de uno de 15 nF y otro de 3.3 nF	19

Tabla 9. Capacidad resonante utilizada en la práctica

La selección del condensador que se quiere utilizar, en función de la frecuencia, se realiza de forma manual sobre la PCB final, que deberá disponer de *jumper*s para seleccionar el equivalente pertinente o la carga básica sin ninguno de ellos (en modo de baja frecuencia).

5.4. Elección de componentes

A continuación, se va a explicar el motivo por el que se han elegido cada uno de los componentes que forman parte del inversor, descritos brevemente en el apartado 4.4. Descripción del sistema.

Se recuerda que este sigue una topología de puente en H completo (Figura 5.14) con un circuito de control gobernado por un DSP (control digital).

Antes de proceder a la justificación de la elección, se muestra una tabla con todos los componentes discretos elegidos. Su ubicación exacta en el inversor se puede consultar en la

parte final del texto, en el ANEXO I: Esquemático Altium y ANEXO II: Layout en Altium de la PCB de 4 capas.

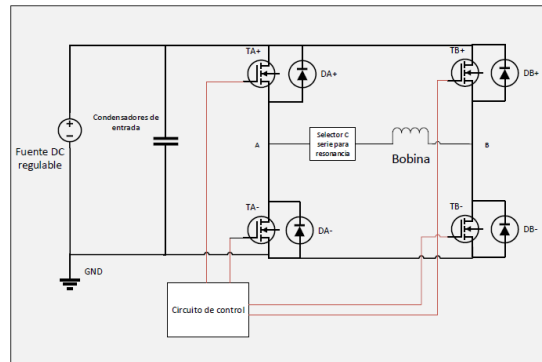


Figura 5.14. Estructura básica del inversor

Componente	Ud.	Valor o referencia	Función
MOSFET TO-247	4	SPW47N60C3	Interruptores electrónicos controlados por tensión. Gobiernan el puente en H
Diodo rápido	4	HFA08TB60	Diodo en antiparalelo para no forzar el diodo parásito del MOSFET
Disipador	4	Compatible con TO-247	Ayudar a la refrigeración natural del transistor
Resistencia SMD	4	1206 - 15 Ω	Resistencia de la puerta (G) del MOSFET
Condensador de bootstrap	2	Película 1 μF	Permitir apertura de transistor superior de la rama. Parte del circuito de Bootstrap.
Diodo de bootstrap	2	STTA812-D	Permitir apertura de transistor superior de la rama. Parte del circuito de Bootstrap.
Driver	2	IR2110	Acondicionar la señal PWM de información en un tensión que controle una rama del puente
Condensador de "bote"	1	Electrolítico Daewoo 63V 2200 μF	Condensador de entrada de filtro de intensidad para demanda del puente.
Condensador electrolítico	2	10 μF	Función de desacoplo de entradas de tensión
Condensador de película	4	1 μF	Función de desacoplo de entradas de tensión
Condensador película	4	0,027 μF	En la entrada para complementar el condensador electrolítico de "bote" en altas frecuencias
Zócalo Piccolo	1	Compuesto de 2 zócalos de 8 x 2	Conectar el DSP Piccolo Stick
Pines de conexión	15	Conductor. 3 A máx.	Conectar jumpers o cables y permitir la toma de medidas
Condensadores resonantes	4	19, 27, 109 y 450 μF	Disminuir impedancia para altas frecuencias
Conector para cable	8	Para cable tipo "banana"	Conectar las alimentaciones y las salidas

Tabla 10. Componentes utilizados con su función y referencia o valor

Elección de interruptores de potencia

Para conseguir una salida de alta frecuencia, se necesita un dispositivo que responda bien a señales de control en tensión con dicha frecuencia (o más). En teoría, para esta aplicación se ha de obtener conmutaciones hasta del orden de 50 kHz. Para ello se elige la tecnología MOSFET y el modelo SPW47N60C3 de *Infineon* [33]. Satisface positivamente los requerimientos de tensión y corriente máxima admitida (650 V y 47 A) con una resistencia de conducción mínima para el tipo de encapsulado TO247 (0.07 Ω).

La idea original no contaba con usar los condensadores resonantes en serie a alta frecuencia, por lo que se dimensiona la tensión máxima necesaria en función de esto, en caso de control por onda cuadrada (Ecuación 23) y en condiciones nominales, 1.47 A eficaces y $|Z_L| = 176.56 \Omega$ (correspondiente a bobina de alta frecuencia y 50 kHz). Por lo que la fuente debería dar una tensión V_d igual a:

$$V_{ef1} = \frac{4V_d}{\pi\sqrt{2}} \rightarrow V_{d\text{ máx}} = \frac{\pi\sqrt{2} |Z_L| I_{ef1}^2}{4} = \frac{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 176.56 \cdot 1.47^2}{4} \approx 424 \text{ V} \quad (30)$$

Además, se admitiría que la corriente pudiera ser mayor a la nominal por si interesara su aplicación en futuros experimentos (para generar mayores campos magnéticos). Por todo ello se mantuvo la idea original de usar los MOSFETs descritos.

A fin de que no se calentarán en exceso por algún fallo y que disipen mejor el calor se dispone un disipador de calor (*Heatsink*) [35] en cada uno de ellos, apropiado para el encapsulado tipo TO247.

También se coloca un diodo en antiparalelo ultrarrápido (modelo HFA08TB60 de *Vishay* [41]), mucho más apropiado que el intrínseco del MOSFET y que permite que el voltaje en los puntos A y B (bornes de la carga) sea independiente del sentido de la intensidad [31], que tendrá un retraso respecto a la tensión por su carácter inductivo.

Elección de condensadores de entrada

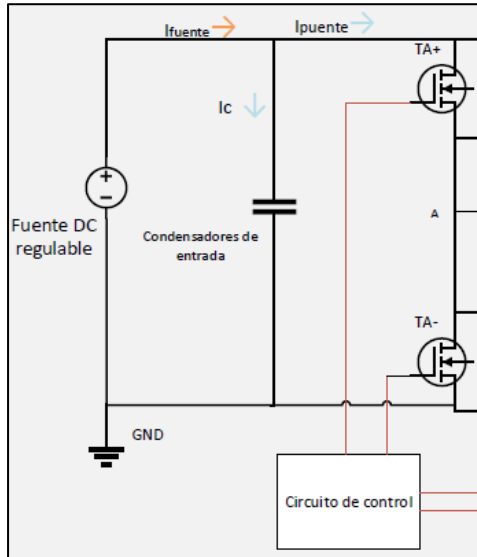
Entre el puente de interruptores y la entrada continua de la fuente se debe colocar uno o más condensadores debido a dos efectos que se producen en cuanto a la forma de la intensidad demandada por la carga.

El objetivo principal es mantener la tensión de entrada lo más constante posible en el puente y estabilizarla antes posibles caídas de tensión causadas en la línea de entrada por culpa de la inductancia parásita de la línea.

En primer lugar, se parte de la hipótesis de que a través de la bobina (la carga) circula una intensidad senoidal perfecta de media nula y valor eficaz 1.47 A (bobina de alta frecuencia, mayor régimen de corriente). Esta corriente debe ser suministrada en forma de senoidal rectificada por la fuente. Esta onda de entrada tendrá una media tal:

$$I_{media} = \frac{2 \cdot I_{pico}}{\pi} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ef}}{\pi} = 1.323 \text{ A} \quad (31)$$

Analizando el sistema desde la perspectiva más desfavorable, la inductancia de la línea podría ser muy grande ($L \rightarrow \infty$) y entonces, en teoría, la fuente solo podría dar un valor de continua igual a la I_{media} calculada, según se explica a continuación:



$$I_{fuente} = I_c + I_{puente} \rightarrow \overline{I_{fuente}} = \overline{I_c} + \overline{I_{puente}}$$

$$\text{como } \overline{I_c} = 0 \text{ (reg. perm.)} \rightarrow \overline{I_{fuente}} = \overline{I_{puente}}$$

$$= I_{media} = 1.323 \text{ A}$$

$$\text{si se supone } I_{fuente} = cte \rightarrow I_c = I_{puente} - 1.323$$

$$I_c = \sqrt{2} \cdot I_{ef} \cdot \sin(2\pi ft) - 1.323 \quad (32)$$

Figura 5.15. Intensidades en la entrada

El condensador cumple la función de almacén temporal de carga, aporta y recibe corriente ($dq = i \cdot dt$) alternativamente en cada semiciclo de la onda de salida de frecuencia 'f'. Sabiendo la ecuación del condensador (Ecuación 8) y con el resultado obtenido en la Ecuación 32 se puede obtener, integrando, la siguiente fórmula empírica, válida para este proyecto en concreto:

$$C_{entrada} = \frac{0.1392}{f_{salida} \cdot \Delta u_c} \quad (33)$$

Se explica así que a medida que la frecuencia se va haciendo más pequeña, el condensador tendría que tener una mayor capacidad para cubrir las demandas de corriente de la carga.

Se ha escogido un condensador de 2200 μF que cubre caídas de tensión de un 10% ($\Delta u_c = 0.1 u_c$) hasta una frecuencia de en torno a 200 Hz, en condiciones nominales. Se considera razonable este valor ya que la inductancia tendrá un valor dado (bajo) y que la fuente sí admitirá un rizado de intensidad de más bajas frecuencias.

Un segundo efecto a tener en cuenta es el comportamiento real del condensador electrolítico a alta frecuencia. Esta alta frecuencia puede aparecer, por ejemplo, cuando se aplica PWM bipolar o unipolar y los interruptores trabajan a más frecuencia que la de la salida. En esos casos el condensador electrolítico empieza a adquirir un comportamiento inductivo y puede dejar de filtrar bien.

Esto es debido a que a alta frecuencia el modelo del condensador más exacto tiene una resistencia (ESR) y una inductancia serie (ESL). Se explica porque todo hilo conductor presenta una resistencia y una inductancia. La resistencia cabe esperar que sea pequeña si el hilo tiene conductividad elevada. La inductancia también debería ser reducida, especialmente si los conductores son de longitud corta [42].

Para evitar este comportamiento se añaden en paralelo cuatro condensadores de película de menor capacidad ($0.027\text{ }\mu\text{F}$) que consiguen cambiar el comportamiento del conjunto de condensadores. Este hecho se puede observar en los siguientes diagramas de Bode comparativos para unos valores de $C = 2200\text{ }\mu\text{F}$, $\text{ESR} = 0.08\text{ }\Omega$ y $\text{ESL} = 10\text{ nH}$.

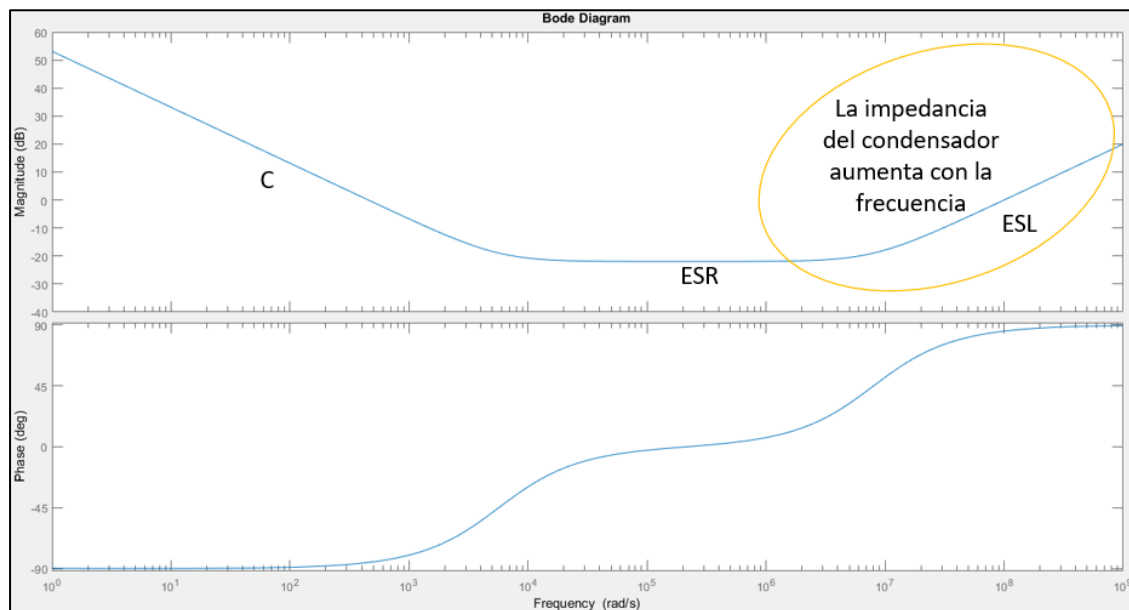


Figura 5.16. Diagrama de Bode de condensador real a alta frecuencia

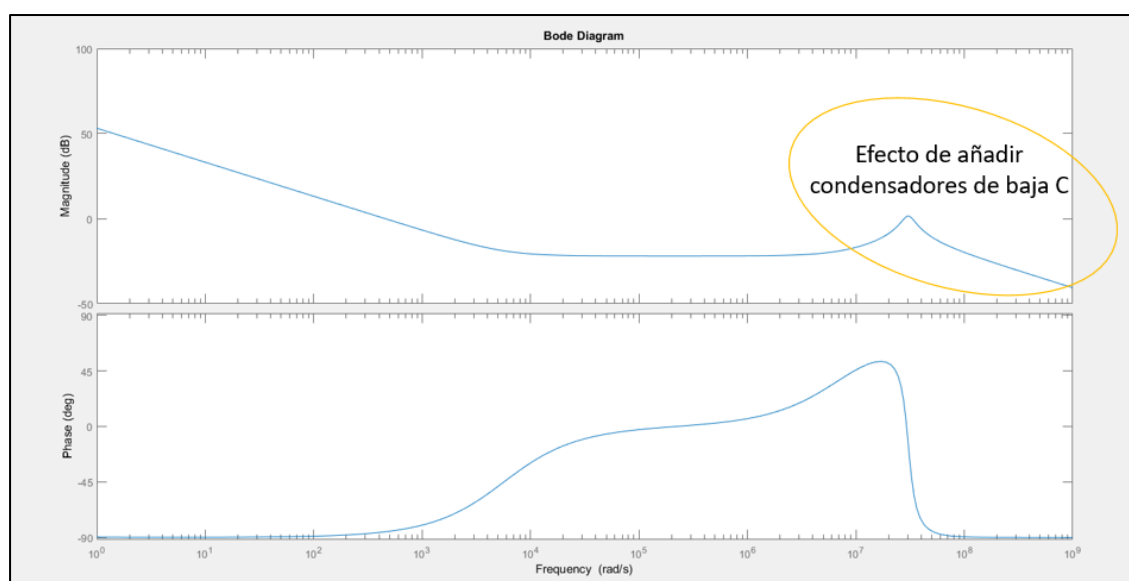


Figura 5.17. Diagrama de Bode con condensadores de entrada de baja C

Elección de drivers y circuito de Bootstrap

Las señales PWM procedentes del DSP Piccolo, o cualquier microcontrolador que se emplee, trabajan con un nivel lógico (3.3 A o 5V usualmente) y funcionan como señales de información. Esto quiere decir que no pueden conectarse directamente a las puertas de los MOSFETs, sino que deben pasar por una etapa de acondicionamiento y elevación de tensión en un dispositivo denominado *driver*. Se van a montar dos drivers IR2110 de *International Rectifier* [36]. Cada uno permite controlar los dos transistores de una misma rama vertical entre la tensión de entrada (V_d) y tierra.

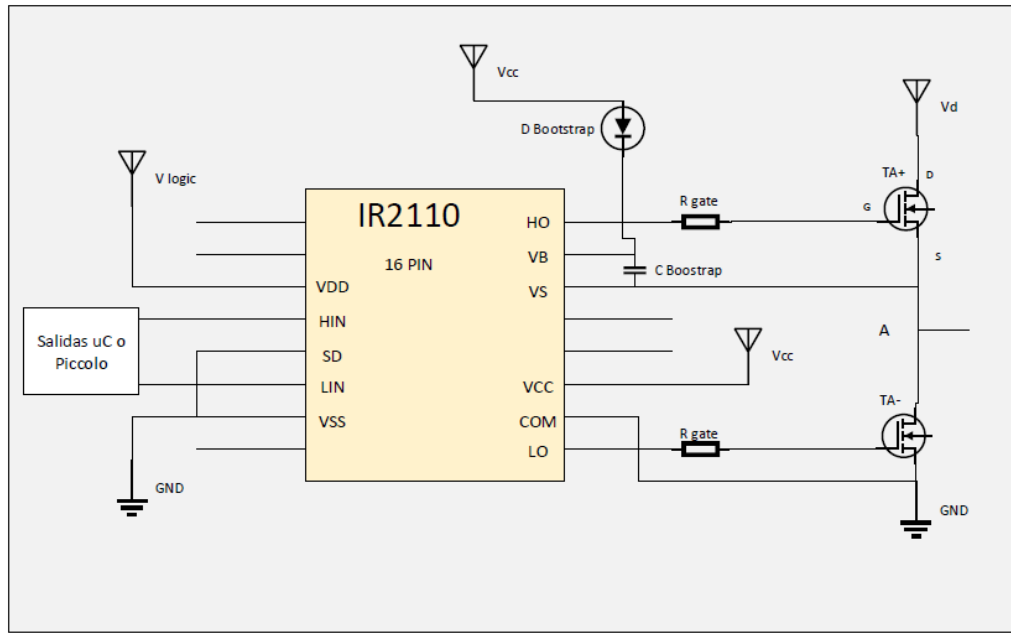


Figura 5.18. Driver IR2110 y conexión con una rama del circuito

Se ha utilizado la *técnica de Bootstrap* para poder alimentar correctamente los MOSFETs de la parte superior de las ramas. La fuente (S) de estos, no es punto de tierra, sino que está ‘flotante’. Por eso se requiere de algún sistema que permita aplicar una tensión puerta-fuente adecuada (V_{GS} entre 15 y 20 V) a partir de una única alimentación (V_{CC}).

Para ello se carga un condensador a través de un diodo ultrarrápido cuando el MOSFET de la parte baja está conduciendo (ON). El condensador actúa de alimentación (V_{BS}) para permitir el encendido del MOSFET superior cuando el control lo solicite.

Para dimensionar este condensador adecuadamente se ha acudido a las notas técnicas proporcionadas por los fabricantes de integrados [43] y [44]. Cada fabricante recomienda unas fórmulas o aproximaciones para el cálculo, pero todas se basan en determinar la carga manejada por el condensador en cada apertura del transistor y la caída de tensión máxima permitida en él.

$$C_{bootstrap} = \frac{Q_{TOTAL}}{\Delta V_{bootstrap}} \approx \frac{Q_{GATE} + (I_{LKCAP} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LK DIODE}) \cdot t_{ON} + Q_{LS}}{V_{CC} - V_{DIODE} - V_{GS(MIN)}} \quad (34)$$

Todos los parámetros de esta fórmula se extraen de la documentación de los componentes o se estiman a partir de los datos de las notas técnicas [43]. La cuestión más difícil es seleccionar la frecuencia de trabajo (conmutación) y el ciclo de trabajo para obtener el tiempo de encendido t_{ON} . Un condensador demasiado pequeño se descargaría muy rápido y el MOSFET pasaría a OFF. No obstante, si el condensador es excesivamente grande, el tiempo característico de carga ($\tau=RC$) aumentaría hasta tal punto que el condensador nunca alcanza la tensión de trabajo $V_{BS}=V_{CC}$.

Para llegar a una solución de compromiso se ha puesto como límite inferior una frecuencia de conmutación de 100 Hz para un ciclo del trabajo del 50% ($t_{ON}=0.02s$). Se debe comprobar de forma empírica hasta qué punto el condensador resultante con estas condiciones es válido para todo el rango de frecuencias de conmutación posibles (hasta 50 kHz). A partir de los datos mostrados a continuación, se decide elegir un condensador normalizado de película de $1\mu F$.

<i>Qgate</i>	252 nC	Q total	3,5572E-06 C	C min bootstrap = Q total / ΔVbootstrap	1,19 μF
<i>I lk_cap</i>	0				
<i>I lk_gs</i>	100 nA				
<i>I qbs</i>	125 μA				
<i>I lk</i>	40 μA				
<i>I lk_diode</i>	10 nA				
<i>Q ls</i>	3 nC				
<i>t_on</i>	0,02 s				
<i>VCC</i>	15 V	ΔVbootstrap	3 V		
<i>V diode</i>	0,7 V				
<i>V gs(min)</i>	12,3 V				

Figura 5.19. Parámetros para elección del condensador de Bootstrap

Otros elementos del circuito adicionales son los condensadores de desacoplo de las alimentaciones tanto de la lógica como para la alimentación de los *drivers* y las resistencias de puerta. Se han elegido tres condensadores (dos de película de $1\mu F$ y uno electrolítico de $10\mu F$) para desacoplar posibles efectos de inductancias parásitas en las alimentaciones. Las resistencias de puerta se han escogido de acuerdo a un valor típico de 15Ω .

5.5. Pérdidas en los interruptores

Además de la potencia suministrada a la carga, existirán otros elementos que disipan potencia en las etapas intermedias del convertidor de potencia. Concretamente en los interruptores se dan dos efectos muy importantes que establecen los límites prácticos y las eficiencias máximas de la aplicación. Existirán pérdidas en primer lugar por el mero hecho de existir conducción de una corriente a través del interruptor, el cual presentará una resistencia eléctrica (conocida como $R_{DS(ON)}$). Las conmutaciones a su vez no son ideales, esto es, no existen los escalones perfectos de intensidad o tensión, que teóricamente se producen

en cada cambio de estado. Es decir, tanto en la conducción como en la conmutación habrá disipación de potencia en forma de calor por efecto Joule. Si el calor no se evacúa debidamente, la temperatura del componente aumentará pudiendo llegar a estropearse.

Cálculo térmico teórico

La temperatura interna de los dispositivos de potencia afecta a su rendimiento. La disipación de energía en forma de calor en semiconductores aumenta en general con la temperatura. A partir de una temperatura, que para derivados del Si está entre 125 °C y 150 °C, el dispositivo no operará adecuadamente pudiendo llegar a quemarse o estropearse para siempre. Para garantizar un correcto funcionamiento, los fabricantes indican cuáles son las temperaturas máximas de trabajo a las cuales se han realizado ensayos y se tabulan diversas curvas características de interés (voltajes de conducción en estado activo, tiempos de conmutación, pérdidas por conmutación...). En un proceso de diseño, un factor clave es la temperatura de la unión semiconductora (T_j de la palabra inglesa ‘junction’) en la situación más desfavorable [31].

Para poder evaluar cómo se relacionan las magnitudes eléctricas (intensidades, potencias...) con los incrementos de temperatura en los componentes, se recurre a un modelo físico para la transmisión de calor, análogo a la ley de Ohm. En él se define una magnitud conocida como resistencia térmica (R_{ij}) que actúa como nexo de unión entre potencia eléctrica de pérdidas (en forma de calor) e incrementos de temperatura. Bajo la hipótesis de régimen permanente, sin valorar efectos transitorios, se tiene:

$$\Delta T_{ij} = R_{ij} P_{dis} \quad (35)$$

La expresión matemática establece la diferencia de temperatura que existirá entre dos medios cualesquiera cuando se quiere disipar una energía por unidad de tiempo en forma de calor entre ellos. Estos medios en el contexto actual pueden ser, por ejemplo, ambiente (A) y encapsulado (C) o encapsulado (C) y unión semiconductora (J). Con esta forma de operar se pueden establecer circuitos térmicos equivalentes donde la potencia se puede representar como una fuente de intensidad y las diferencias de temperaturas se calculan como caídas de tensión en las resistencias térmicas.

El esquema térmico general para un transistor (Figura 5.20) propone un flujo de calor de la unión semiconductora (J) al encapsulado (C), y de éste al ambiente (A) o a un disipador de calor (H) si lo hubiera que estaría en contacto también con el ambiente. Entre encapsulado y disipador se suele poner un aislante eléctrico muy fino de mica. Se supone que esa resistencia térmica es muy pequeña o, dicho de otra forma, que la mica es un excelente conductor térmico.

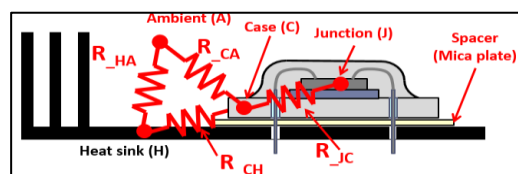


Figura 5.20. Modelo gráfico de transmisión de calor. Fuente: [23]

Se puede utilizar un circuito eléctrico equivalente, resoluble con métodos de electrotecnia básicos:

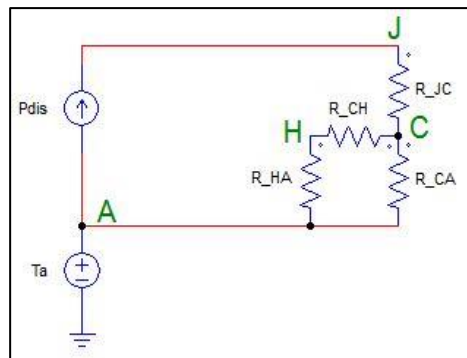


Figura 5.21. Esquemático equivalente de sistema térmico (PSIM)

La resistencias térmicas aparecen en las fichas de datos de los componentes [35] [33] expresada en centígrados/vatios ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) en la documentación generalmente. Para los transistores y los MOSFETs del trabajo, suponiendo valores constantes se tiene:

Siglas	Descripción	Resistencia térmica ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
J-C	Unión semiconductora	0,3
C-H	Contacto con mica	2
H-A	Disipador con ambiente	13
C-A	Encapsulado con ambiente	62

Tabla 11. Resistencias térmicas en el inversor

La hipótesis de que son constantes es válida para todos los elementos menos para la unión semiconductora (J-C), donde la evidencia empírica demuestra que es inversamente proporcional de la frecuencia de trabajo. A altas frecuencias disminuye su valor como lo hace la impedancia de un condensador. El significado físico reside en esa inercia térmica que existe en todo cuerpo, que frena posibles cambios bruscos de temperatura. Es por esto que el estudio térmico se realiza atendiendo también a la frecuencia de los pulsos de potencia. En las fichas técnicas de los componentes se tabula la resistencia térmica entre unión y encapsulado en función de la duración del ancho de pulso y del ciclo de trabajo. Así por ejemplo para los transistores MOSFETs empleados, la disminución de la impedancia térmica aparece trabajando con pulsos de corriente por el transistor con duración menor a 5 ms (>200 Hz).

Como para el diseño toda aplicación electrónica se debe suponer siempre el peor de los casos, para el inversor en puente completo, se propone un modelo (Figura 5.22) donde la carga imponga la senoide de mayor intensidad nominal (1.47 A de valor eficaz), y los interruptores trabajen el mayor tiempo posible con onda cuadrada de forma bipolar. Este tipo de control sería el peor a efectos de potencia de pérdidas por conducción como se demostrará posteriormente. Las formas de onda se muestran a continuación (Figura 5.23):

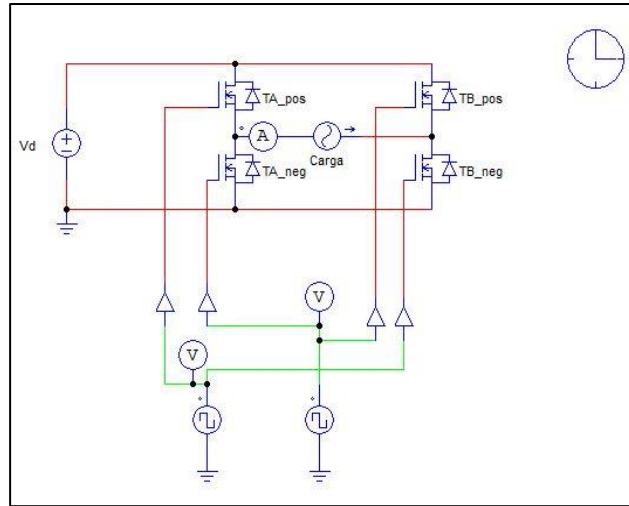


Figura 5.22. Esquemático para el estudio de la potencia disipada (PSIM)

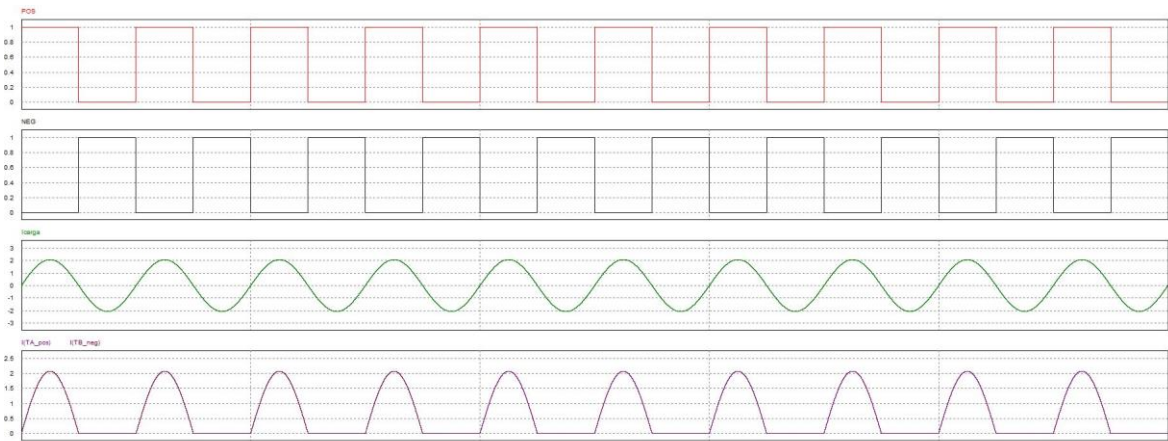


Figura 5.23. Pulsos de entrada (Primera y Segunda gráfica), intensidad por la carga (Tercera Gráfica) e intensidad por los MOSFETs de una rama (PSIM-Simview)

La forma de onda a utilizar es la última, que es la corriente por una pareja de transistores (los de la diagonal TA_pos y TB_neg). Como se puede ver es una senoide igual que la de salida (representada en la gráfica superior a ella) durante el semiciclo positivo y de valor 0 en el semiciclo contrario. El análisis es análogo para la otra pareja. La potencia disipada por conducción cuando el interruptor está ON viene dada por la fórmula:

$$P_{\text{conducción}} = R_{DS(ON)} I_{ef}^2 \quad (36)$$

Como conocemos que $R_{DS(ON)} = 0.07 \, \Omega$, valor dado por el fabricante, e I_{ef} es calculable de manera sencilla, se obtiene la potencia directamente:

$$I_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{MOS}^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{PICO}^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_{PICO}^2}{4} = \frac{(1.47\sqrt{2})^2}{4} = 1.08045 \, (A^2) \quad (37)$$

$$P_{\text{conducción}} = 0.07 \cdot 1.08045 = 0.0756315 \, W \quad (38)$$

La potencia por conducción es muy baja gracias, en parte, a la resistencia tan baja que ofrecen hoy en día los MOSFETs. Lógicamente esto hace que el incremento de temperatura

debido a este efecto sea muy bajo, en concreto, suponiendo que el calor se escapa todo por el disipador y nada por el encapsulado (al estar el metal por un lado solamente y unido al disipador). El valor concreto es de:

$$\Delta T = P_{\text{conducción}} R_{\text{th equivalente}} = 0.0756315 \cdot (0.3 + 2 + 13) = 1.16 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (39)$$

Para demostrar que el cálculo se ha realizado para un caso muy desfavorable, véase en la curva inferior de la figura que la intensidad por el transistor, cuando el control es modulado unipolar controlado (el óptimo proyectado para el inversor), tiene una forma de envolvente igual a la senoide rectificada de media onda pero de valor eficaz menor. PSIM calcula este valor automáticamente y es de aproximadamente 0.948 A (menor que lo utilizado por hipótesis, para la potencia disipada).

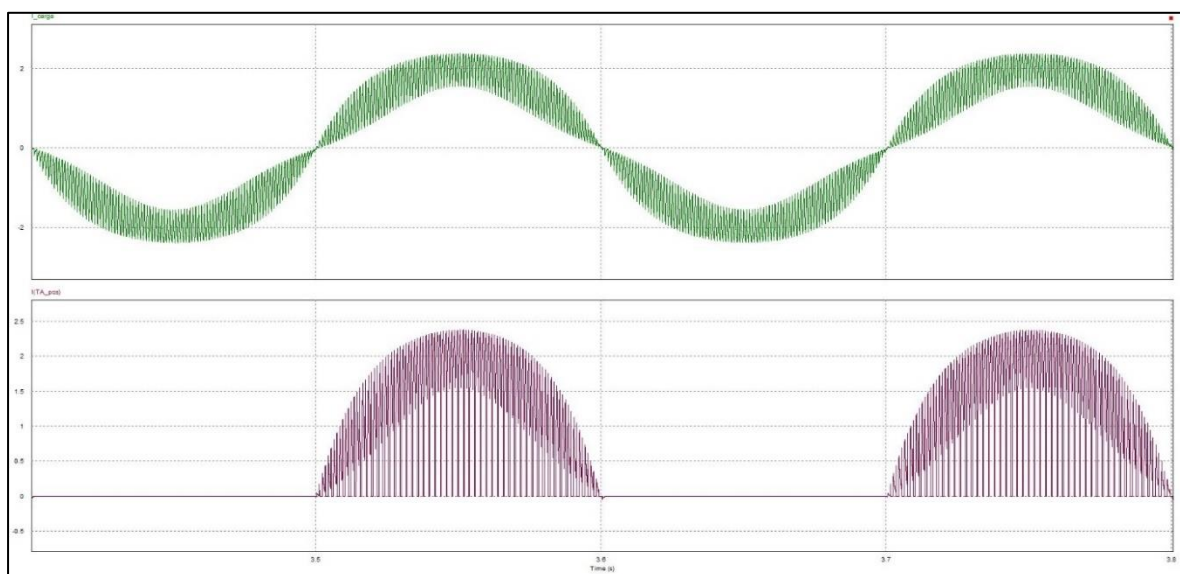


Figura 5.24. Intensidad de salida (arriba) y por una rama del puente (abajo) a 5 Hz y control PWM unipolar

No obstante falta considerar las pérdidas por conmutación en el transistor. Durante el encendido y apagado de los interruptores de potencia, existe un breve intervalo de tiempo donde conviven intensidades y tensiones drenador-fuente a tener en cuenta. En la transición de bloqueo a conducción y viceversa aparece por tanto una potencia de pérdidas que aumentará con la frecuencia de conmutación (al ocurrir más veces por segundo esas transiciones). El origen físico de estas pérdidas se encuentra en el proceso de carga y posterior descarga con disipación de las capacidades parásitas del MOSFET. Para suprimir las pérdidas por conmutación, que realmente son el cuello de botella para muchas de las aplicaciones hoy en día, se han desarrollado numerosas técnicas de control que eviten esa transición brusca ('Hard-switching'). Por nombrar los tipos más importantes se tiene la técnica de ZVS ('Zero voltage switching') o ZCS ('Zero current switching').

Partiendo del punto que no se consigue, en una primera fase del proyecto, un control optimizado con técnicas avanzadas de encendido y apagado de los MOSFETs, se debe calcular la incidencia de estas pérdidas sobre el cálculo del calentamiento de los transistores, ya que:

$$P_{disipada} = P_{conducción} + P_{conmutación} \quad (40)$$

El fabricante ofrece información sobre estas pérdidas en forma de diversas gráficas (energía de apagado, energía de encendido y tiempos de encendido y apagado) en unas condiciones de ensayo determinadas. El peor de los casos se da cuando se desea obtener la máxima frecuencia de salida, 50 kHz que, suponiendo un control de onda cuadrada para carga cuasi resonante, requiere una conmutación a la misma frecuencia.

Los datos de los que se dispone como punto de partida son la intensidad máxima que va a circular por el transistor, $I_D = 2.08 \text{ A}$, y la resistencia de puerta, $R_G = 15 \text{ } \Omega$. Como no son las condiciones nominales de los ensayos del fabricante se recurre a los datos del fabricante sobre el tiempo de apagado y encendido de los transistores para el peor caso (carga inductiva y máxima intensidad) [33]. Se observa que este tiempo no depende en exceso de la intensidad que circule por el transistor así que se toman los valores de $t_{OFF} = 0.8 \text{ } \mu\text{s}$ y $t_{ON} = 0.08 \text{ } \mu\text{s}$. Se procede aplicar las fórmulas aproximadas para carga inductiva siguientes [45]:

$$P_{on} = \frac{1}{2} V_{DS} I_D f_s t_{ON} \quad (41)$$

$$P_{off} = \frac{1}{2} V_{DS} I_D f_s t_{OFF} \quad (42)$$

$$P_{conmutación} = P_{on} + P_{off} \quad (43)$$

Aplicando lo anteriormente razonado se obtienen unos valores para la potencia de pérdidas por conmutación de 0.1372 W (aproximadamente ocasiona 2.1°C de incremento de la temperatura). El procedimiento teórico anterior es uno entre otros muchos para hallar estas pérdidas. Por lo que siempre habrá que comprobar los resultados teóricos con el calentamiento efectivo real.

Límite térmico teórico

En un futuro pudiera resultar de interés la aplicación de campos magnéticos variables mayores en amplitud. Para ello sería útil el cálculo de las intensidades máximas obtenibles sin sobrecalentamiento.

Si no se consideran pérdidas de conmutación (hipótesis válida a bajas frecuencias de salida) se obtiene en primera aproximación los siguientes resultados, para efectos de conducción, y a partir de los siguientes datos $T_{j(MAX)} = 150^\circ\text{C}$, $T_A = 30^\circ\text{C}$ (peor de los casos) y valores de resistencias (térmicas y eléctricas) previos.

$$P_{conducción\ max} = \frac{\Delta T_{max}}{R_{th_eq}} = 7.84 \text{ W} \rightarrow I_{ef(max)} = \sqrt{\frac{P_{conducción\ max}}{R_{DS(on)}}} = 10.59 \text{ A} \quad (44)$$

Por otro lado, si se consideran sólo las pérdidas por conmutación y en condiciones nominales (1.47 A eficaces) se podría llegar a una frecuencia máxima concreta (con un condensador de resonancia específico):

$$P_{conmutación\ max} = \frac{\Delta T_{max}}{R_{th_{eq}}} = 7.84\ W \rightarrow f_{s(max)} = \frac{2P_{conmutación\ max}}{V_{DS}I_D(t_{off} + t_{on})} = 143\ kHz \quad (45)$$

En todos los cálculos realizados se ha supuesto que la máxima tensión de bloqueo V_{DS} es de 63 V como impone el condensador electrolítico de entrada. En un cálculo más estricto habría que tomar el valor exacto dado por la impedancia concreta de la carga (con o sin condensador resonante) y el tipo de control (modulado o no modulado). El peor de los casos cubre todas las opciones.

Por último, cabe añadir que a medida que se elevara la intensidad de salida por la bobina, está disiparía más potencia. Para el límite de 10.59 A, en concreto, 111 W. Se tendría que evaluar el efecto de esta energía en forma de calor en la aplicación final (enfriamiento de muestras biológicas) porque podría afectar a los resultados si la potencia frigorífica es insuficiente.

SIMULACIÓN, DISEÑO Y MONTAJE FÍSICO DEL INVERSOR

6. Simulaciones

Los sistemas electrónicos se han estudiado tradicionalmente a partir de las ecuaciones de comportamiento y las leyes físicas por las que estos se rigen. El ingeniero era el encargado de resolver las ecuaciones y realizar numerosas iteraciones hasta encontrar la solución y el óptimo de funcionamiento para cada aplicación específica.

Con la llegada de la computación, la Electrónica, y en general cualquier rama de ingeniería, se sirvió de la potente capacidad de cálculo de los ordenadores para resolver sistemas de ecuaciones, ecuaciones diferenciales, y todo tipo de cálculo con matrices.

En los últimos años se ha desarrollado mucho *software* para facilitar la tarea de análisis y resolución de circuitos electrónicos. Hoy en día es imprescindible la simulación de cualquier sistema o circuito previo paso a su fabricación y ensamblaje, a razón de encontrar comportamientos anómalos o simplemente ver la respuesta de un sistema muy complejo de resolver por métodos tradicionales.

El paquete software que se ha utilizado para la simulación del inversor es PSIM, desarrollado por *Powersim* para aplicaciones específicas de Electrónica de Potencia. Usa análisis nodal e integración trapezoidal como base en sus algoritmos de simulación y dispone de una interfaz tipo esquemático para la implementación del circuito. Las señales, ondas y parámetros a calcular se visualizan en el módulo *Simview* (*waveform viewer*) [46].

El programa tiene una versión de prueba gratuita (PSIM 10 Demo) que limita el número de puntos temporales calculables y otras funcionalidades. Desde el CEI se ha tenido acceso a la versión completa del programa para poder realizar las simulaciones sin ninguna restricción.

6.1. Modelo en PSIM

El circuito se plantea como un esquemático eléctrico corriente usando los bloques e iconos correspondientes (resistencia, condensador, fuente de tensión...). La interfaz es intuitiva e informa de errores de conexión y otras incoherencias, como nodos sin conectar.

Una vez colocados los componentes en pantalla y unidos mediante cables, se añade el 'reloj' de control para la simulación. Este permite ajustar el tiempo de simulación (*Total Simulation Time*) y la resolución empleada para los cálculos (*Time Step*). De estos dos parámetros dependerá la precisión de la simulación y el tiempo que tarda el ordenador

en generar la solución. PSIM tiene una velocidad de simulación mucho más rápida que otros programas similares, como los basados en SPICE, al simplificar determinados elementos.

Los valores de las magnitudes se pueden configurar en cada elemento (R, L, C...) o a través de parámetros en un archivo de texto plano *.txt*, lo cual es más cómodo y rápido para posibles cambios. Las variables de control, intensidad y voltaje, se mide con polímetros virtuales y otros datos como el factor de potencia, el THD o calcular la FFT se realiza en el módulo de *Simview*.

Se ha simulado el inversor bajo distintos supuestos de control y en bucle abierto y cerrado. A continuación, se van a presentar los resultados más interesantes de cara a la implementación real posterior de acuerdo a unos principios:

- Para conseguir una *salida de alta frecuencia*, entendida esta como de 10, 20, 40 ó 50 kHz, se pretenden usar los condensadores resonantes específicos para la carga de más baja impedancia ($R=0.99\ \Omega$, $L=562\ \mu\text{H}$ e $I_{ef}=1.47\ \text{A}$). Esto se hará con control de onda cuadrada y en bucle abierto.
- Para conseguir una *salida de baja frecuencia*, entendida esta como menor de 10 kHz, no se usará ningún condensador en serie y la bobina de alta impedancia también podrá ser utilizada ($R=5.16\ \Omega$, $L=16670\ \mu\text{H}$ e $I_{ef}=0.165\ \text{A}$). El control será modulado unipolar con índice de modulación en frecuencia $m_F=100$. Se propone alternatively que pueda ser en bucle cerrado para seguimiento perfecto de la referencia.

En este sistema hay dos variables a controlar: la intensidad eficaz por la bobina y la frecuencia de esta. La frecuencia viene impuesta por el control digital de los interruptores, ya sea por onda cuadrada o modulado. Una vez ajustada la frecuencia, el valor eficaz de la intensidad viene dado por la tensión de entrada procedente de una fuente regulable. El comportamiento es lineal y la tensión a aplicar (V_d) viene expresada en el caso más general como:

$$V_d = K \cdot |Z| \cdot I_{ef} \quad (46)$$

En la expresión, $|Z|$ es el módulo de la impedancia de la carga y dependerá de la frecuencia como ya se ha explicado en otros apartados. I_{ef} será el valor de referencia de la intensidad eficaz (se va a referir al primer armónico de intensidad). K es una constante de proporcionalidad dependiente del tipo de control (no modulado o modulado, índice de modulación...).

6.2. Simulaciones en bucle abierto

Se entiende por sistema en bucle abierto aquel que no realimenta la variable de salida a una entrada de referencia para ejecutar un control regulado (con controlador P, PI o PID por ejemplo).

Simulación de control básico con señal cuadrada

Primeramente, se ha simulado el circuito en bucle abierto con control por onda cuadrada de los interruptores según el siguiente esquemático de PSIM.

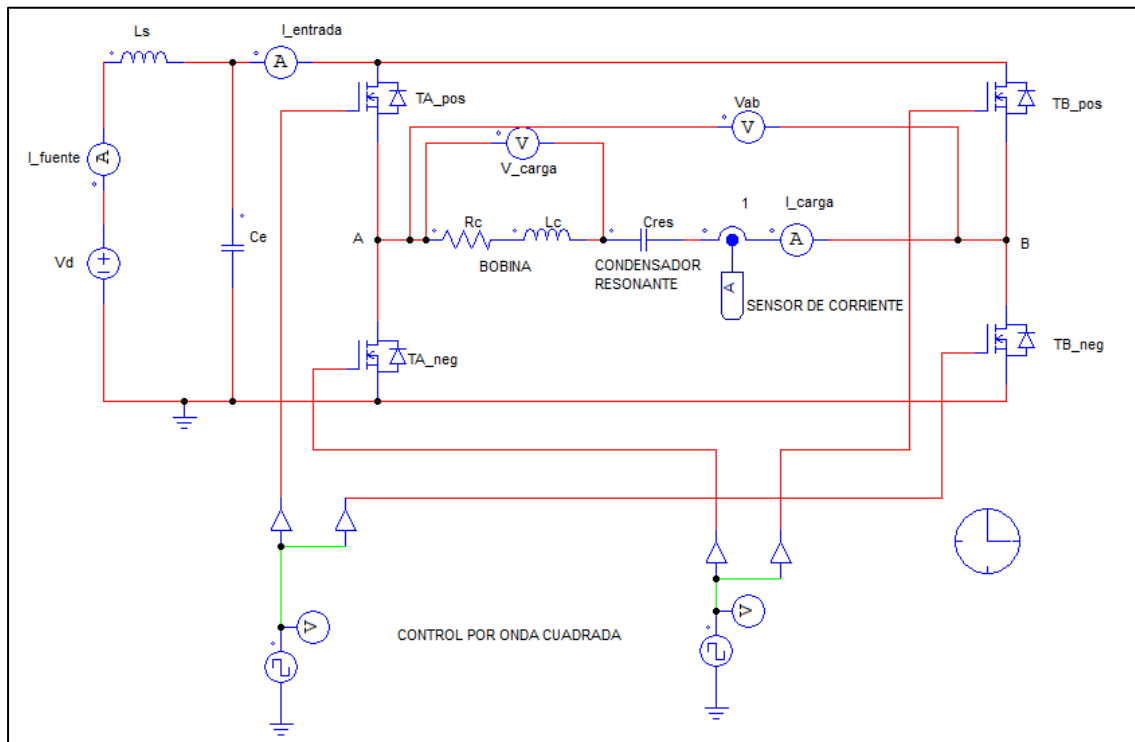


Figura 6.1. Esquemático en PSIM para simulación en bucle abierto y con onda cuadrada (sin modulación)

Se comprueba que, para las frecuencias altas, utilizando los condensadores resonantes correspondientes, la intensidad de salida es una senoidal casi perfecta:

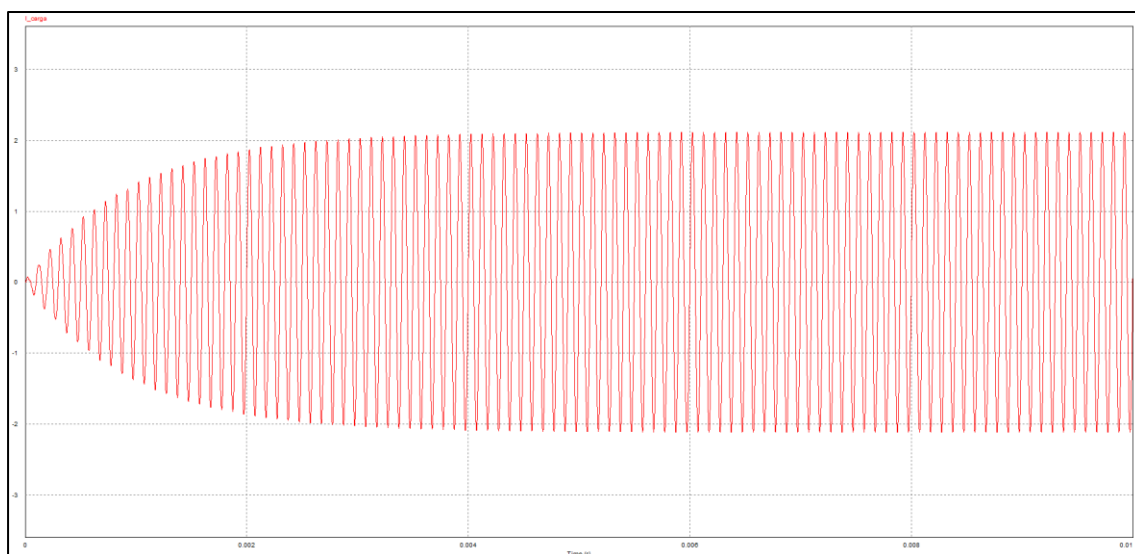


Figura 6.2. Intensidad de salida $f=10$ kHz, $V_d=2$ V y $C_{res}=450$ nF (Bobina de baja L)

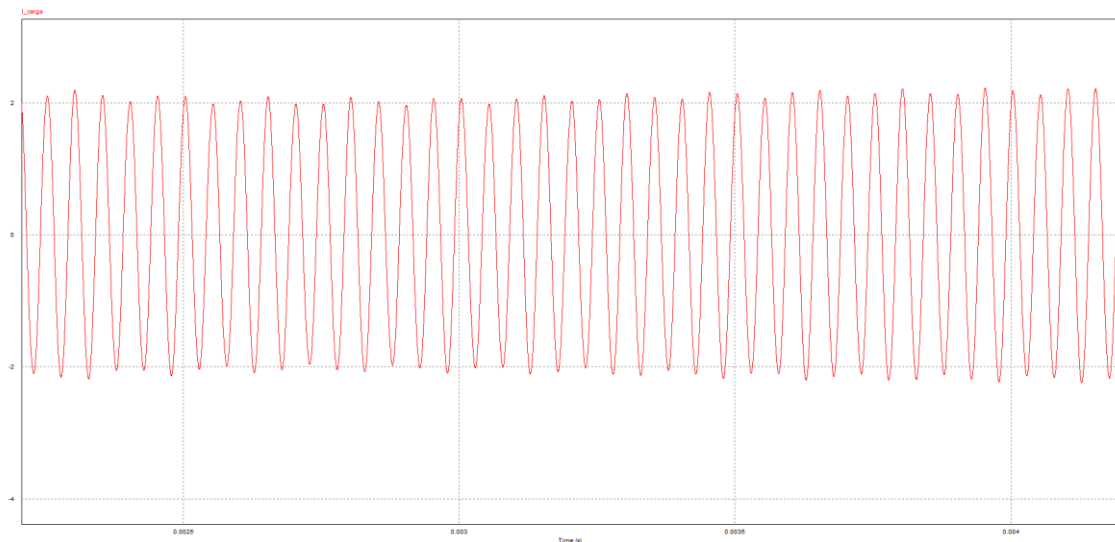


Figura 6.3. Detalle de la intensidad de salida $f=20\text{kHz}$, $V_d=4.5\text{V}$ y $C_{res}=109\text{ nF}$ (Bobina de baja L)

El contenido armónico es mínimo pero el nivel de intensidad es muy sensible a los cambios de tensión. Los resultados para las cuatro frecuencias de interés vienen recogidos en la siguiente tabla:

Bucle abierto - Alta frecuencia con resonancia - Bobina baja L - Onda cuadrada						
Frecuencia (Hz)	C_{res} (nF)	Tensión teórica (V)	Tensión simulación (V)	I_{ef} (A)	THD (%)	Sensibilidad
10000	450	1,847	2	1,492	0,759	0,144
20000	109	4,308	5	1,523	1,021	0,275
40000	27	9,994	10	1,447	0,771	3,966
50000	19	14,852	15	1,475	1,653	0,034

Tabla 12. Resultados de las simulaciones a alta frecuencia con resonancia y onda cuadrada (Bobina de baja L)

La tensión teórica se ha extraído de la ecuación 23 que se obtuvo para el control por onda cuadrada (para este caso, por tanto, la constante es $K = \pi\sqrt{2}/4 = 1,1107$). Se ha usado una tensión de simulación redondeada por un motivo: comprobar la sensibilidad de la salida a una variación de la tensión (calculada en la última columna como cociente entre la diferencia entre intensidad medida y nominal y la diferencia entre la tensión teórica y la utilizada) y así poder prever el error que se puede introducir al seleccionar la tensión en la aplicación real.

Al ir bajando la frecuencia, y sin usar efecto de resonancia, la forma de la onda de salida se va distorsionando, adquiriendo un carácter cada vez más triangular en vez del senoidal deseado (Figura 6.5 y Figura 6.4).

Utilizando la teoría explicada en 3.1. Bobina se tiene que el tiempo característico del sistema es $\tau = L/R = 0.497\text{ ms}$. Aquellas frecuencias tan bajas para las que se llegue a cumplir que la pareja de interruptores no cambia en más de 1.492 ms (3τ) se tendrá una onda de salida cuadrada. Esto ocurre para frecuencia menores a 335 Hz (Figura 6.6).

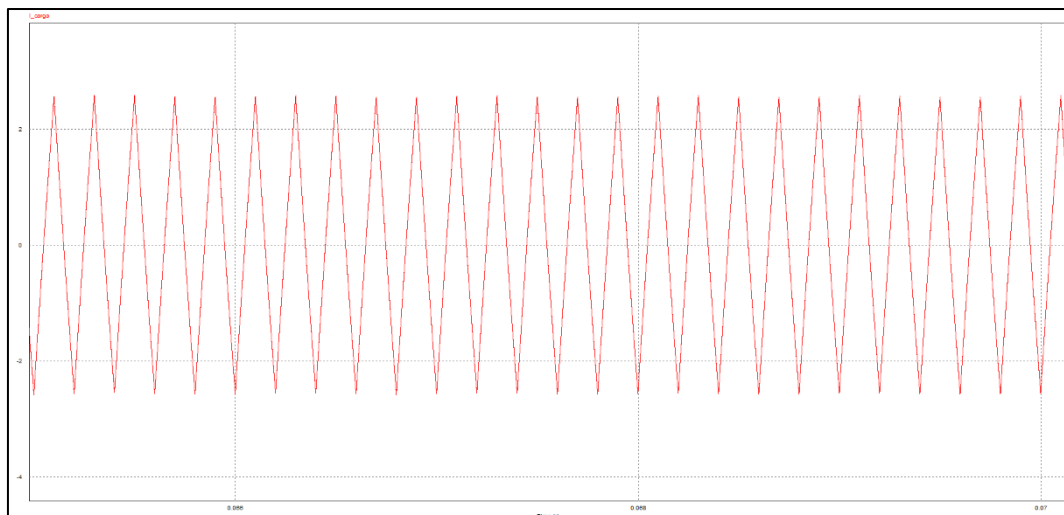


Figura 6.5. Intensidad de salida $f=5$ kHz, $V_d=29V$ (Bobina de baja L)

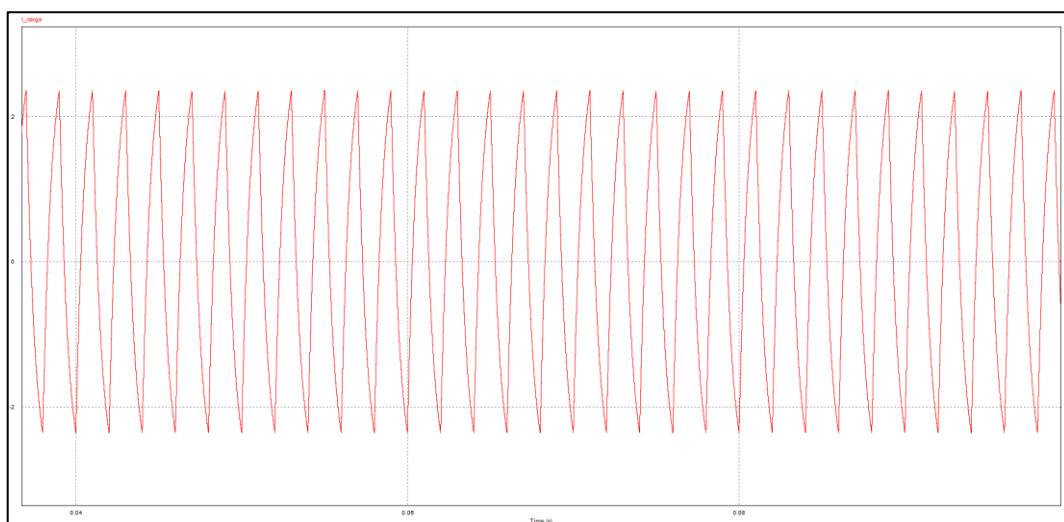


Figura 6.4. Intensidad de salida $f=500$ Hz, $V_d=4V$ (Bobina de baja L)

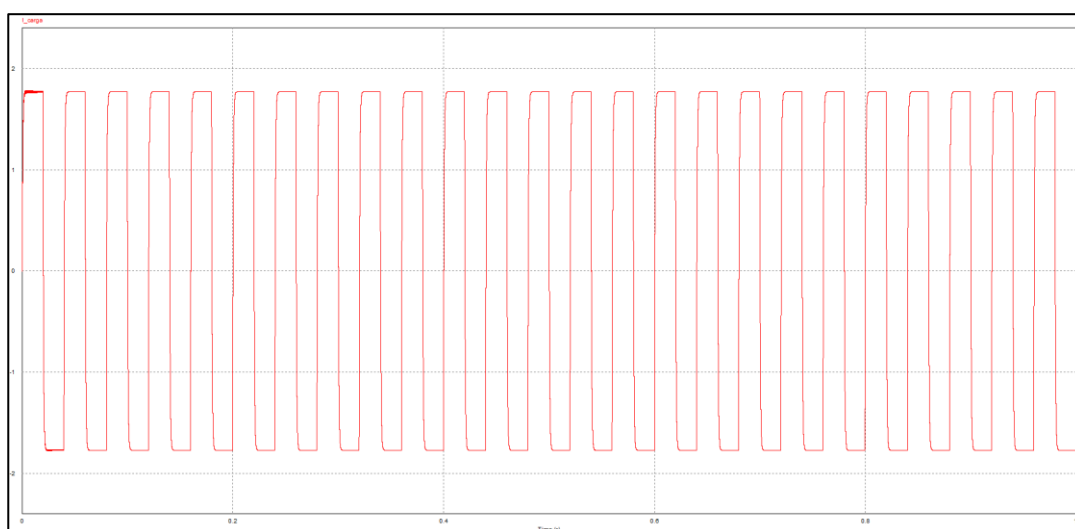


Figura 6.6. Intensidad de salida $f=25$ Hz, $V_d=2V$ (Bobina de baja L)

Por este motivo la distorsión armónica crecerá al disminuir la frecuencia alcanzando unos niveles inadecuados de cumplimiento de la especificación. Los resultados para cada una de las frecuencias inferiores son:

Bucle abierto - Baja frecuencia sin resonancia - Bobina baja L - Onda cuadrada						
Frecuencia (Hz)	C res (nF)	Tensión teorica (V)	Tensión simulación (V)	I _{ef} (A)	THD (%)	Sensibilidad
1	-	1,845	2	1,751	45,680	1,813
5	-	1,845	2	1,746	45,040	1,783
25	-	1,851	2	1,723	42,060	1,693
50	-	1,867	2	1,679	37,070	1,571
100	-	1,933	2	1,583	28,930	1,687
200	-	2,176	2	1,377	20,120	0,529
500	-	3,423	4	1,510	13,640	0,517
1000	-	6,053	6	1,460	12,350	0,189
2000	-	11,678	12	1,515	12,100	0,140
5000	-	28,887	29	1,484	12,080	0,124

Tabla 13. Resultados de las simulaciones a baja frecuencia sin resonancia y onda cuadrada (Bobina de baja L)

Simulación de control modulado unipolar

A fin de conseguir disminuir la distorsión armónica y evitar que aparezcan las formas triangulares y cuadradas en la salida, se simula un posible control modulado unipolar con índice de modulación en frecuencia $m_F=100$ e índice de modulación en amplitud $m_A=0.8$ (valor típico que se utiliza). En el circuito en PSIM solo hay que cambiar los bloques encargados del control e implementar lo explicado en el punto 5.2. Control PWM del inversor.

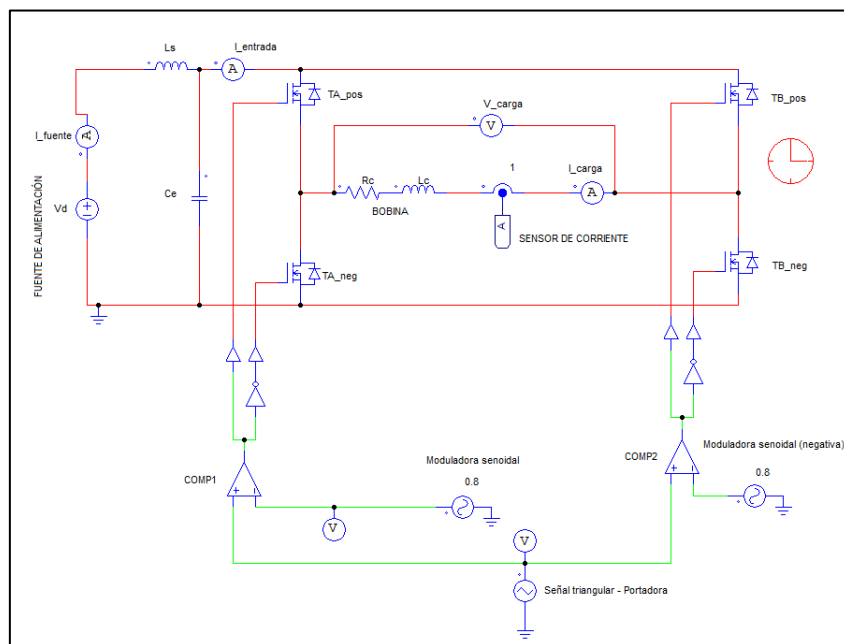


Figura 6.7. Esquemático en PSIM para simulación en bucle abierto y con modulación PWM unipolar

La salida se asemeja a una senoidal mucho mejor que con control básico por onda cuadrada como se puede observar en la Figura 6.8 para el caso de 5 kHz.

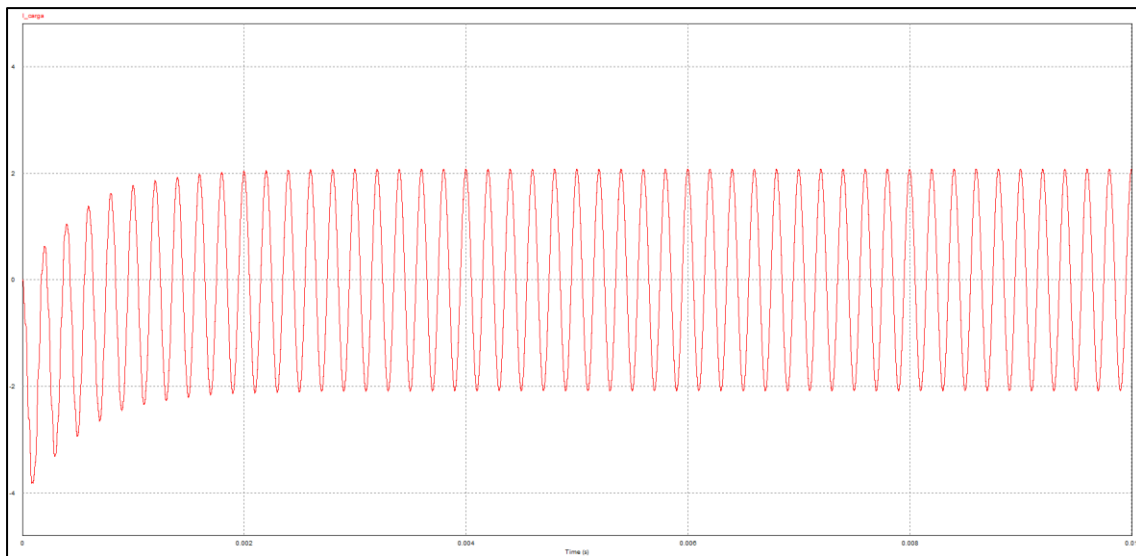


Figura 6.8. Intensidad de salida $f=5000$ Hz, $V_d=46$ V (Bobina de baja L). Con modulación unipolar

En esta ocasión el valor teórico de la entrada es algo distinto que para el control básico visto anteriormente. En este caso, a partir de la ecuación 29, se calcula que la constante que relaciona entrada y salida $K = \sqrt{2}/m_A = 1,7678$. Esta dependencia con el índice de modulación m_A será de utilidad al plantear el control en bucle cerrado.

Una vez más ocurre que a medida que disminuye la frecuencia se obtienen peores resultados (manteniendo $m_F=100$ constante). La señal de salida se distorsiona más, al trabajar con tiempos del orden del tiempo característico del sistema en vez de con tiempos más cortos (es decir, frecuencias de conmutación más rápidas). A 5 Hz ya se puede visualizar fácilmente este hecho (Figura 6.9 y Figura 6.10) y a 1 Hz el efecto de distorsión es muy severo (Figura 6.11).

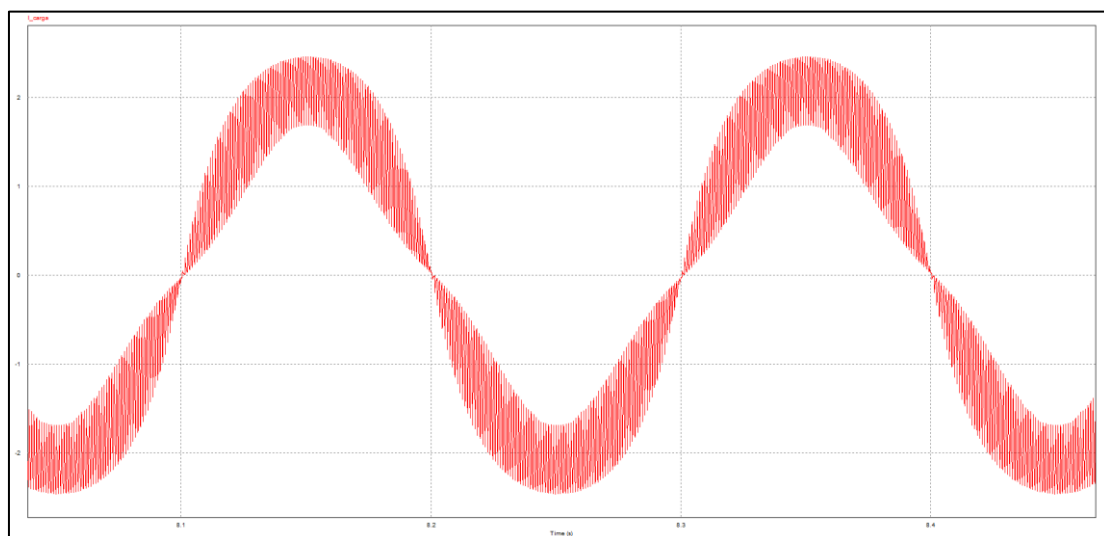


Figura 6.9. Intensidad de salida $f=5$ Hz, $V_d=3$ V (Bobina de baja L). Con modulación unipolar

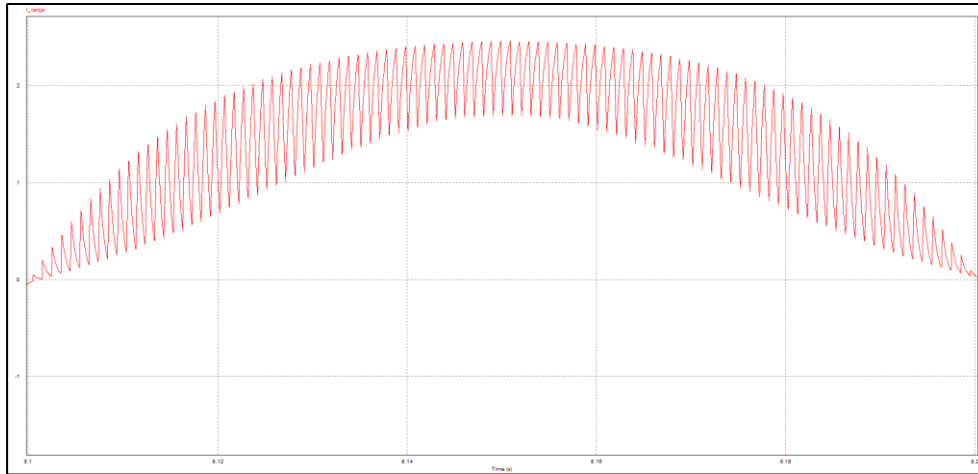


Figura 6.10. Detalle de la intensidad de salida $f=5$ Hz, $V_d=3V$ (Bobina de baja L).
Con modulación unipolar

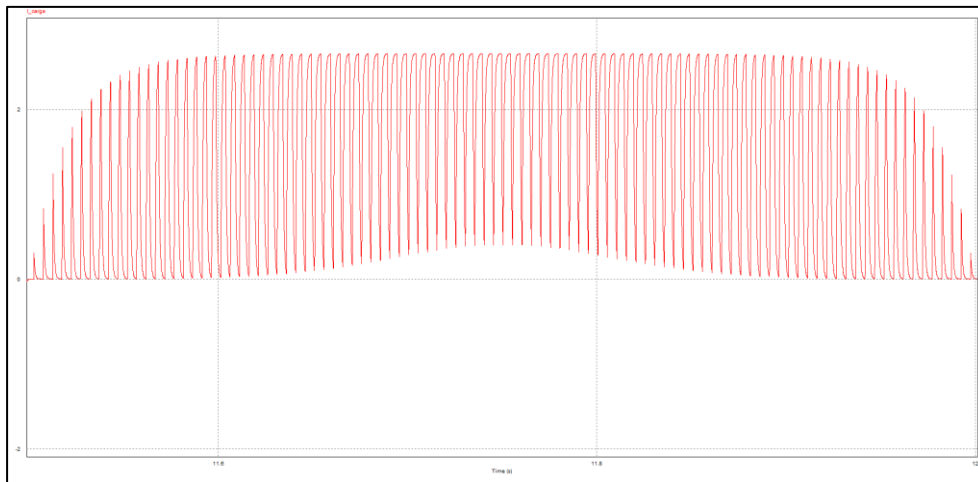


Figura 6.11. Detalle de la intensidad de salida $f=1$ Hz, $V_d=3V$ (Bobina de baja L).
Con modulación unipolar

Para poder comparar se recogen los datos más significativos en forma de tabla:

Bucle abierto - Baja frecuencia sin resonancia - Bobina baja L - Onda modulada unipolar						
Frecuencia (Hz)	C res (nF)	Tensión teorica (V)	Tensión simulación (V)	I _{ef} (A)	THD (%)	Sensibilidad
1	-	2,936	3	1,732	55,100	4,122
5	-	2,937	3	1,556	18,410	1,359
25	-	2,945	3	1,529	3,930	1,078
50	-	2,972	3	1,513	2,100	1,538
100	-	3,077	3	1,459	1,214	0,144
200	-	3,463	3	1,291	0,743	0,387
500	-	5,447	5	1,353	0,442	0,262
1000	-	9,634	10	1,525	0,360	0,150
2000	-	18,586	19	1,500	0,340	0,072
5000	-	45,974	46	1,470	0,380	0,000

Tabla 14. Resultados de las simulaciones a baja frecuencia sin resonancia y PWM unipolar (Bobina de baja L)

Para estas situaciones de tan baja frecuencia donde la onda dista tanto de una senoidal pura se propone el uso de la segunda bobina disponible de más alta impedancia ($R=5.16 \Omega$, $L=16670 \mu H$ e $I_{ef}=0.165 A$). Los resultados tanto con control básico como con control unipolar, en las mismas condiciones de modulación, son mejores para las frecuencias menores ($<200 Hz$):

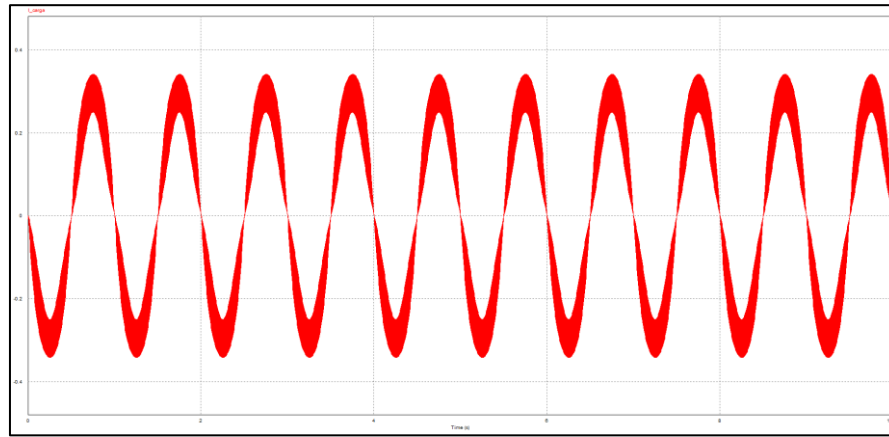


Figura 6.12. Intensidad de salida $f=1 Hz$, $V_d=2V$ (Bobina de alta L). Con modulación unipolar

Bucle abierto - Baja frecuencia sin resonancia - Bobina alta L - Onda cuadrada						
Frecuencia (Hz)	C res (nF)	Tensión teórica (V)	Tensión simulación (V)	I _{ef} (A)	THD (%)	Sensibilidad
1	-	0,972	1	0,186	44,820	0,737
5	-	0,976	1	0,183	40,895	0,756
25	-	1,086	1	0,156	23,127	0,105
50	-	1,373	1	0,122	16,333	0,115
100	-	2,166	2	0,155	13,311	0,060
200	-	3,980	4	0,168	12,389	0,147
500	-	9,670	10	0,172	12,141	0,021
1000	-	19,245	19	0,164	12,133	0,004
2000	-	38,429	38	0,165	12,101	0,000
5000	-	96,009	96	0,166	12,156	0,113

Tabla 15. Resultados de las simulaciones a baja frecuencia sin resonancia y onda cuadrada (Bobina de alta L)

Bucle abierto - Baja frecuencia sin resonancia - Bobina alta L - Onda modulada unipolar						
Frecuencia (Hz)	C res (nF)	Tensión teórica (V)	Tensión simulación (V)	I _{ef} (A)	THD (%)	Sensibilidad
1	-	1,546	2	0,217	15,400	0,115
5	-	1,554	2	0,213	3,184	0,108
25	-	1,729	2	0,192	0,722	0,099
50	-	2,185	2	0,152	0,528	0,070
100	-	3,447	3	0,146	0,427	0,043
200	-	6,334	6	0,157	0,300	0,024
500	-	15,390	15	0,161	0,332	0,010
1000	-	30,629	31	0,167	0,380	0,005
2000	-	61,161	61	0,165	0,379	0,000
5000	-	152,803	153	0,165	0,379	0,000

Tabla 16. Resultados de las simulaciones a baja frecuencia sin resonancia y PWM unipolar (Bobina de alta L)

6.3. Simulaciones en bucle cerrado

Controlar un sistema en bucle cerrado permite minimizar el error entre el valor de la variable a controlar y la referencia deseada por el usuario. Son necesarios sistemas de control porque los sistemas no son ideales: comportamientos no lineales, perturbaciones, influencias externas no consideradas y en general cualquier evento aleatorio que modifique las condiciones de contorno.

El método clásico para controlar un sistema en bucle cerrado es utilizar un regulador PID (Proporcional, Integral y Diferencial) que actúe ante una entrada de error (diferencia entre valor de referencia y valor medido).

En el caso del inversor, la variable a medir sería la intensidad eficaz y el valor de referencia el que corresponda 1.47 A o 0.165 A. Se ha planteado un sistema de regulación PI que evita el error de posición en régimen permanente y se ha implementado con los bloques de PSIM (Figura 6.13). La variable de entrada al sistema solo puede ser el índice de modulación en amplitud ya que es a la que se tendría acceso de forma digital. En realidad, lo propio sería tener acceso a la regulación de la fuente de continua conmutada que permitiría controlar en un rango más grande de intensidades. No obstante, esta se regula manualmente de forma independiente.

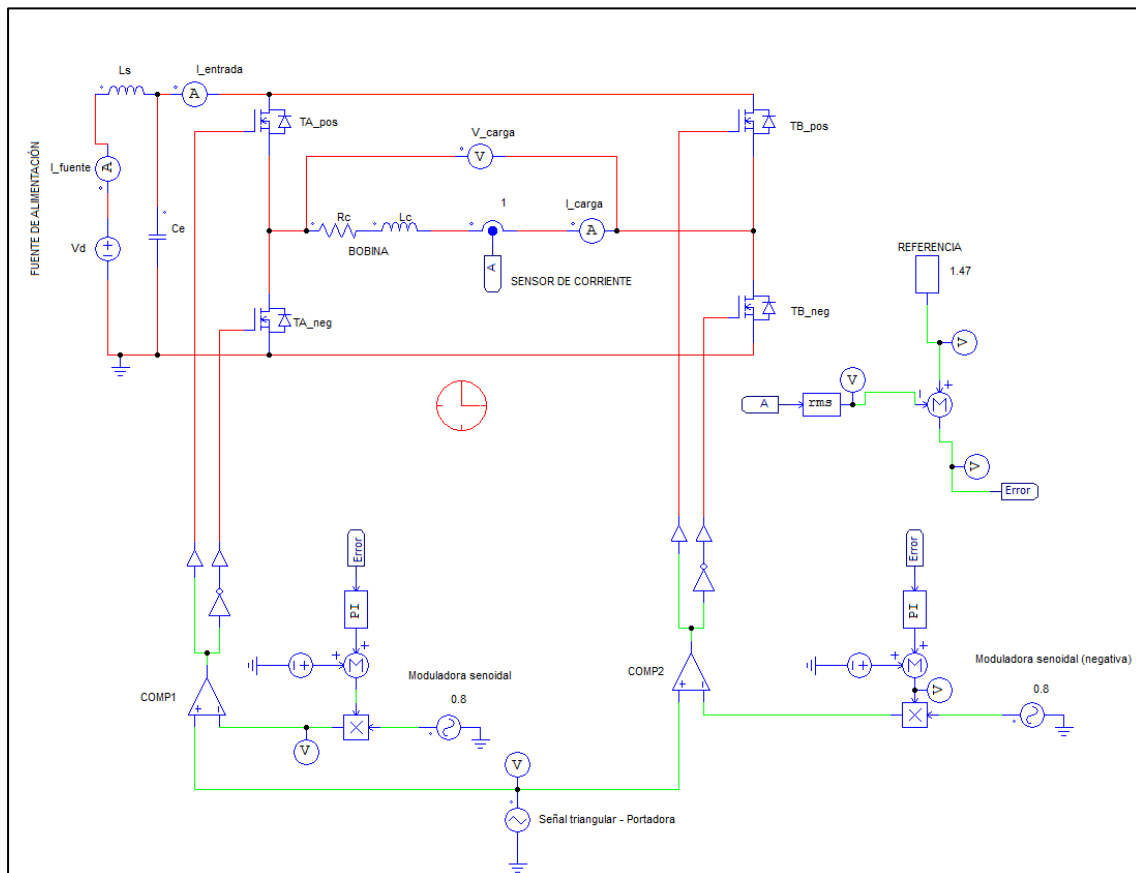


Figura 6.13. Esquemático en PSIM para simulación en bucle cerrado y con modulación PWM unipolar

El principio de funcionamiento en el programa es el siguiente: se mide la intensidad con un sensor de corriente (captador de ganancia unidad) que pasa por un bloque que calcula el valor eficaz (valor RMS, *Root Mean Square value*) y se halla el error restando la referencia. La señal de error entra en el bloque regulador PI (cuyos parámetros de ajuste son K_p y T_i) y de ahí se aplica convenientemente al valor de la amplitud de la señal moduladora senoidal, que trabaja de forma nominal (cuando el error es nulo) con $m_A=0.8$.

Los parámetros del regulador se han ajustado empíricamente para la simulación con $K_p=0.5$ y $T_i=0.4$. De cara a la implementación real en el DSP Piccolo se valorarían métodos de ajuste más precisos de Teoría de Control. Recordando la Figura 5.7 y la ecuación 29 ya comentada se entiende por qué este control, aunque válido tiene poco margen de actuación si el error es grande. Se podrá variar la tensión pico en la carga entre los valores de 0 a $4/\pi \cdot V_d$. Esto será debido a que se alcanza sobremodulación ($m_A>1$) y el límite superior de control sería equivalente a aplicar onda cuadrada básica.

Dicho de otro modo, el sistema de control puede responder si se requiere menor tensión de en la carga (por ejemplo, porque la tensión de entrada es demasiado grande) pero no puede responder si el defecto de tensión de entrada es grande o hay una perturbación que provoque una caída de tensión inesperada.

Por lo tanto, es un control que trata de evitar fluctuaciones en la onda de salida pero que no exime al usuario de ajustar con cierta precisión la tensión de entrada (V_d) al nivel establecido según las tablas mostradas anteriormente.

En las simulaciones llevadas a cabo se comprueba que, efectivamente, aunque la entrada sea mayor que la teórica, el sistema alcanza en régimen permanente el valor exacto esperado. En el ejemplo aquí mostrado (Figura 6.14) se alcanza la tensión eficaz nominal esperada (de 1.47 A) de forma precisa.

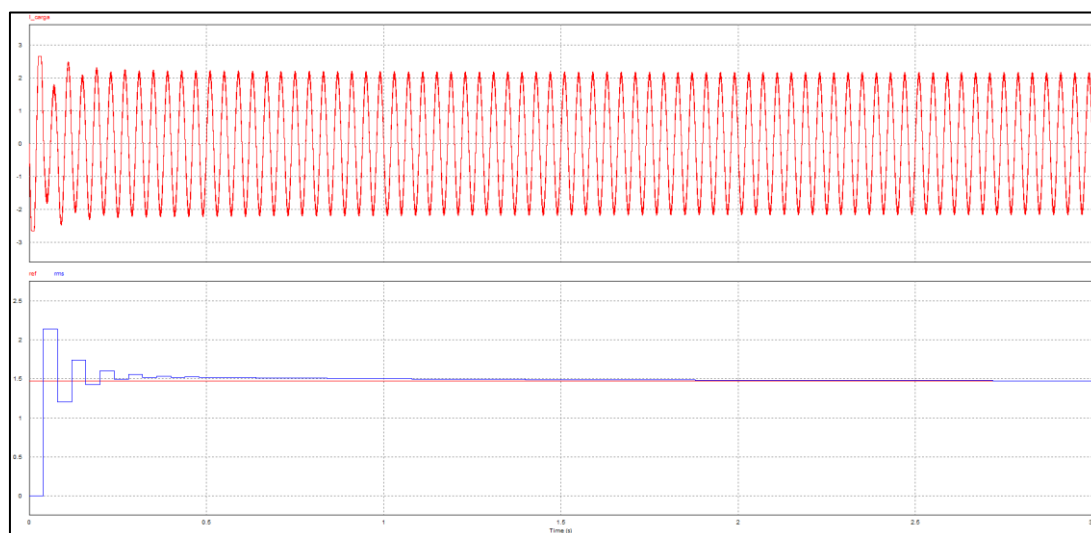


Figura 6.14. Intensidad de salida (arriba) y seguimiento de la referencia de 1.47 A (abajo) para $f=25$ Hz, $V_d=3V$ y bobina de L baja

6.4. Conclusiones teóricas

Gracias a las simulaciones se han llegado a algunas conclusiones sobre el modo de funcionamiento real previsto del inversor:

- Las frecuencias más altas (10, 20, 40 y 50 kHz) se podrán obtener utilizando los condensadores correspondientes (selección por parte del usuario), con la bobina de altas frecuencias (menor L) con control por onda cuadrada. Al trabajar cerca del punto de resonancia el sistema responde correctamente, con una señal senoidal muy pura, pero sensible a cambios de tensión o errores de frecuencia.
- Las frecuencias medias (500, 1000, 2000 y 5000 Hz) se podrán obtener con la cualquiera de las dos bobinas con control por onda cuadrada o PWM modulado si se desea obtener una señal de salida más limpia (con menor distorsión).
- Las frecuencias más bajas (1, 5, 25, 50, 100 y 200 Hz) se podrán obtener con mayor precisión si se utiliza la bobina para bajas frecuencias (mayor L) y control PWM modulado.
- La tensión de entrada debe ser fijada de acuerdo al tipo de bobina y la frecuencia a utilizar, tomando como referencia un valor lo más cercano posible al proporcionado en las tablas de este apartado (Tabla 12, Tabla 13, Tabla 14, Tabla 15 y Tabla 16).
- Un sistema de control en bucle cerrado para el modo modulado puede ser implementado de forma digital si se persigue regular excesos de tensión de entrada o perturbaciones externas con un efecto equivalente.

7. Diseño de la placa

Una vez se han elegido los componentes justificadamente y se han llevado a cabo las simulaciones del convertidor, el paso siguiente es proceder al diseño físico de la PCB donde se van a distribuir los componentes soldados y unidos mediante pistas de cobre.

Se usa un programa informático para el diseño asistido (CAD) de las distintas capas de la placa. Desde el CEI se proporciona el paquete *Altium Designer* que ofrece todas las herramientas para el diseño y depuración de errores.

Dentro el programa se trabaja con dos tipos de archivos principales: los esquemáticos y los archivos de PCB. Primero se implementa el diseño esquemático del circuito con todos los componentes que se vayan a utilizar, estableciendo las conexiones entre ellos e identificando cada componente con un nombre o etiqueta. Después se genera de forma automática el archivo de la PCB donde se cargarán las huellas (vista en planta) de los componentes del esquemático. La parte que requiere más conocimiento es la que sigue: se debe distribuir cada componente en el espacio disponible en su posición y orientación final, uniéndolos después con pistas.

El programa permite la simulación del esquemático (SPICE) cargando el modelo físico de cada componente. Aquí no obstante solo se ha utilizado para el diseño de la PCB, ya que se ha simulado previamente en PSIM. Muchas huellas de componentes vienen por defecto en las librerías del programa (resistencias, condensadores, conectores...). No obstante, otras se deben cargar de forma externa o crear desde cero con el asistente de creación de huellas. Desde el CEI se han proporcionado todas las necesarias, al haberse trabajado en otras ocasiones con los mismos componentes.

Una vez terminado el diseño, se repasan errores de conexión o de violación de reglas (*rules*) preestablecidas por el usuario, de forma asistida por el programa. En caso satisfactorio se procede a exportar los archivos *Gerber* de todas las capas de la placa, que sirven para la fabricación por parte de una empresa especializada. En el CEI se dispone de capacidad técnica para la fabricación de placas de hasta dos capas, mediante técnica fotográfica (luz ultravioleta en un fotolito y ataque químico). Para placas de cierta complejidad se debe acudir a empresas dedicadas.

Cuando se ha terminado el diseño y fabricación de la PCB, se suelda cada componente con estaño usando un soldador de precisión (temperaturas en torno a los 400°C).

Cabe destacar que todos los pasos aquí descritos han sido desarrollados en el presente proyecto.

7.1. Problemas del primer prototipo modelo

En un principio se partió del primer prototipo del inversor de dos capas diseñado por Antonio Rodríguez y Diana Sánchez [3]. Este no llegó a ser funcionalmente operativo en su momento por lo que inicialmente se procedió a desoldar los componentes para ver si se podía reusar alguno.

En una primera fase se intentó fabricar un nuevo prototipo a partir de los archivos *Altium* de este anterior trabajo. Tras revisar los componentes y actualizar y cambiar alguno se decidió fabricarlo por impresión fotográfica en el taller de electrónica del CEI.

El primer prototipo contaba con dos capas (TOP y BOTTOM) y tenía unas dimensiones de 187 x 128 mm.

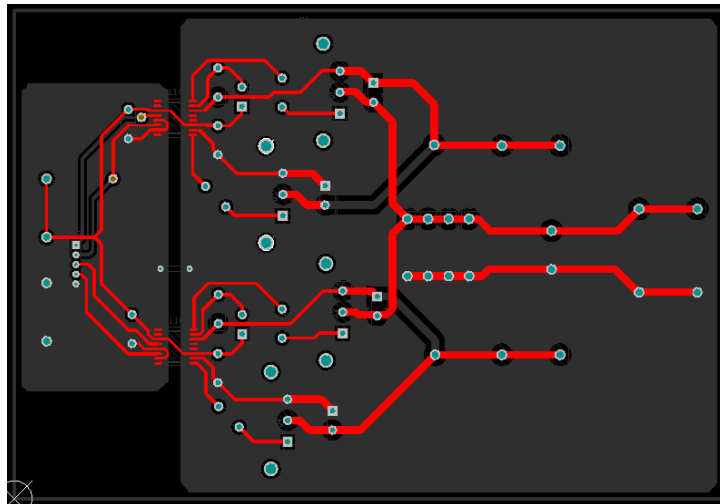


Figura 7.1. Layout capa TOP de primer prototipo del inversor

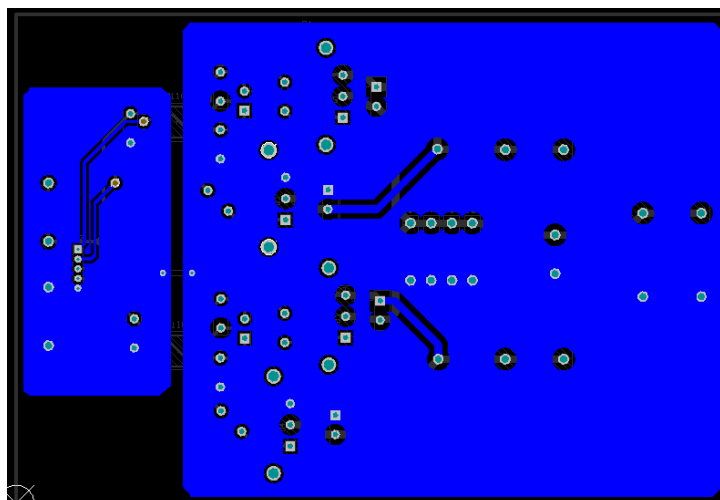


Figura 7.2. Layout capa BOTTOM de primer prototipo del inversor

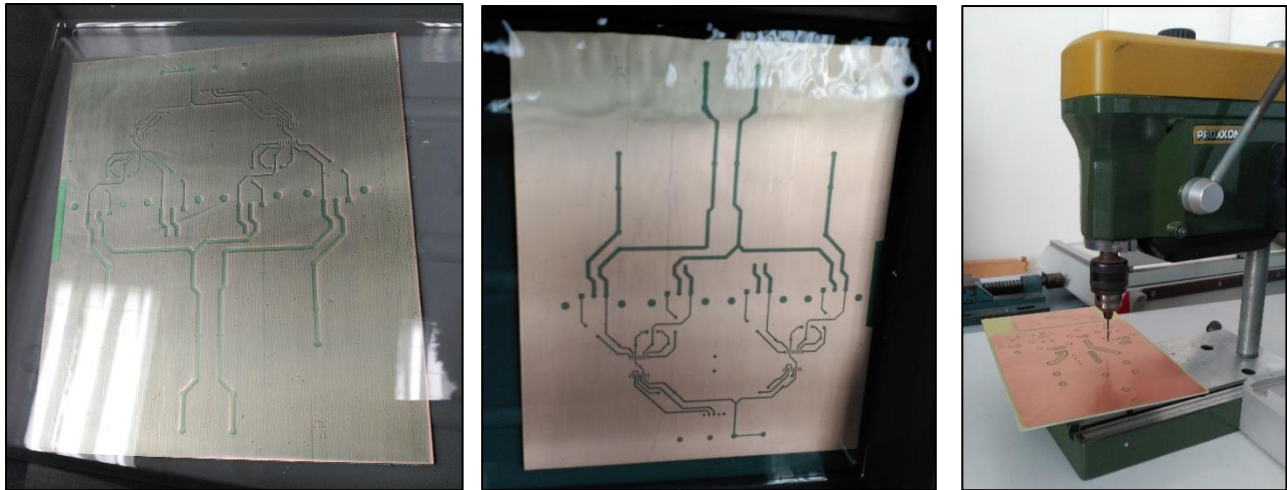


Figura 7.3. Fabricación del primer prototipo en el taller de Electrónica del CEI

Los resultados de la fabricación no fueron del todo satisfactorios por algunos motivos:

- No se había considerado todavía el uso de la resonancia por lo que no estaban implementados los condensadores.
- Al ser una fabricación menos profesional, la calidad eléctrica de las pistas y las vías no era adecuada. Algunos componentes no hacían un buen contacto eléctrico.
- Las alimentaciones de lógica y drivers del IR2110 no estaban debidamente separadas ni referenciadas.
- La placa era excesivamente grande y con gran distancia entre puntos clave al montar todo en dos capas (por ejemplo, mucha distancia entre la salida del disparo del driver y la puerta del MOSFET).

Tras estos argumentos se propuso desde el equipo de trabajo empezar con un nuevo diseño, creando un proyecto de *Altium* desde cero, para poder introducir todas las mejoras que habían ido surgiendo, así como optimizar el tamaño y funcionamiento.

7.2. Justificación y descripción del diseño final

El diseño de la PCB final incluye todos los elementos necesarios para el funcionamiento del inversor en el rango de frecuencias y con los distintos modos descritos en secciones anteriores del trabajo. Con respecto al prototipo original se incorporan las siguientes características:

- Condensadores de resonancia en serie con la carga, seleccionables por medio de un sistema de *jumpers*.
- Alimentaciones separadas para los *drivers* IR2110 (V_{LOGIC} y V_{CC}), a fin de poder usar lógica de 3.3 V procedente del DSP Piccolo y tensiones de 15-20 V para el control de los transistores.

- Resistencias de puerta de montaje superficial (SMD 1206) que sustituyen a las anteriores de carbón de montaje por agujero pasante (THT). Se reduce así el espacio necesario y la distancia entre componentes.
- Uso de cuatro capas en vez de dos para optimizar el espacio y reducir posible ruido electromagnético.
- Zócalo para conectar el DSP Piccolo Stick (32 pines) con conexión al *driver*.
- Dos entradas para el convertidor analógico-digital (ADC) del DSP, para un posible control en bucle cerrado.
- Fabricación por parte de una empresa externa para acabado profesional con máscara antisoldante y serigrafía.

En el nuevo proyecto se cargan todas las librerías de componentes necesarias y se implementa el esquemático final (*.SchDoc*) (ANEXO I: Esquemático Altium), con todos los nuevos cambios propuestos. Las huellas se exportan al archivo de PCB (*.PcbDoc*) y comienza el diseño del *layout*.

Aunque las posibles soluciones al *layout* son infinitas, el diseño de PCB es pautado, con una serie de reglas y recomendaciones. La guía de personas con experiencia en la materia y que trabajan a diario en diseño ha sido en este apartado fundamental. Se ha adoptado una metodología y seguido los consejos del personal técnico en los aspectos explicados a continuación.

Distribución de las capas

Todos los componentes van a ir montados sobre la capa superior (TOP), soldados por debajo en la capa inferior (BOTTOM). Agujeros pasantes (*Through hole*) atraviesan la placa de capa superior a inferior asegurando la conexión eléctrica entre puntos en la vertical. Estas dos capas llevarán todas las pistas tanto de control como de potencia.

La conexión a tierra (GND) se realiza por planos (menor resistencia eléctrica que las pistas) en la capa intermedia 1 (MID 1). Esta por tanto es una *capa de masa*.

La conexión a las distintas alimentaciones (V_{LOGIC} , V_{CC} y V_d) se realiza también por planos en la capa intermedia 2 (MID 2). Luego se denominará *capa de alimentación*.

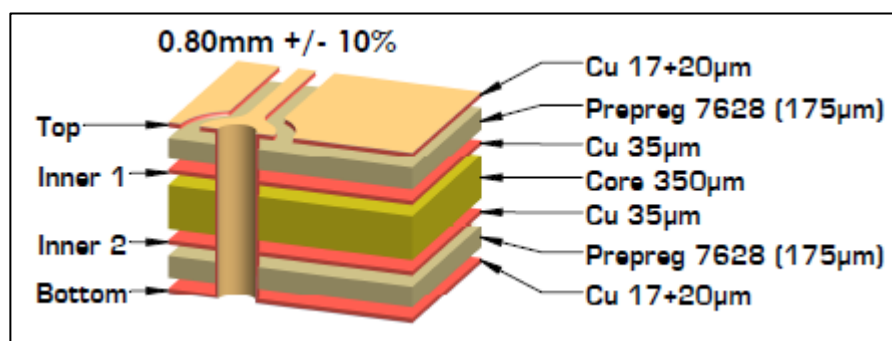


Figura 7.4. Capas de la PCB. Fuente: [47]

Anchura y grosor de pistas

La resistencia de una pista de cobre disminuye al aumentar el grosor y la anchura de esta (aumenta el área efectiva). Es conveniente elegir estos dos aspectos en función de la intensidad máxima que debe circular por el tramo. El calentamiento y la potencia de pérdidas por *efecto Joule* será menor cuanto más pequeña sea la resistencia. Por eso se tiende a poner las pistas tan anchas como permita el diseño, recurriendo si se puede a planos.

Desde el fabricante se proporciona la anchura mínima recomendada para unas intensidades y calentamientos máximos permitidos dados [47]. Se acude a tablas o cálculos aproximados para seleccionar los valores.

El grosor del cobre se ha elegido de 70 μm y el ancho de pista de 2 mm para la parte de potencia y 0.5 mm para la parte de control.

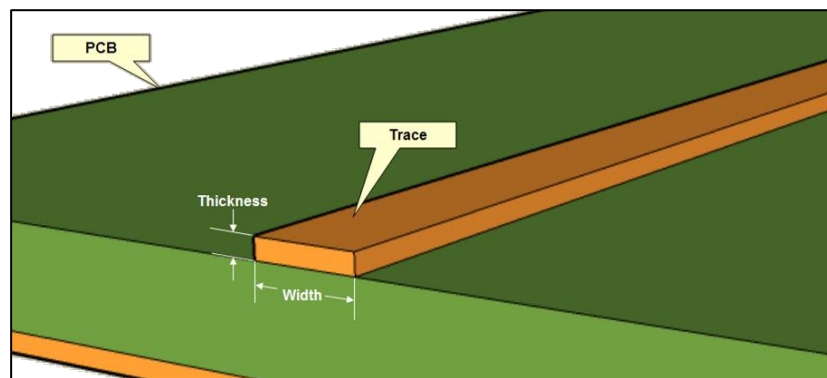


Figura 7.5. Ancho (*width*) y grosor (*thickness*) de la pista (*trace*) de una PCB. Fuente: [47]

Reglas de diseño

Se han aplicado otras normas e indicaciones para asegurar el correcto funcionamiento:

- Los componentes se colocan paralelos a los bordes de la placa para aprovechar apropiadamente el espacio y estructurar con coherencia para el posterior montaje.
- Entre pistas próximas se debe dejar una distancia mínima en función de la diferencia de potencial entre ambas (entre 0.4 y 0.8 mm suele ser suficiente).
- No se deben utilizar ángulos de menos de 90° en las pistas. *Altium* permite trabajar siempre con ángulos de 135° por comodidad de conexión.
- El diseño debe ser lo más simétrico posible y organizado para evitar problemas de sincronía en las señales de los interruptores.
- El disparo a la puerta del MOSFET y su retorno deben situarse lo más cerca posible del terminal puerta (G).

- En los planos se debe dejar un espacio mínimo para aquellas pistas que atraviesen sin conexión (*clearance*). Se aplica automáticamente en *Altium* y es configurable (empleado *clearance* de 0.9 mm).
- Los planos de alimentación y masa se colocan de forma paralela y superpuestos, evitando acoplamiento con la pista que se encarga de alimentar la carga, para evitar efectos capacitivos en esa línea.

En la imagen siguiente se observa la vista acabada superpuesta de la PCB. Para ver cada capa en detalle, acudir a ANEXO II: Layout en Altium de la PCB de 4 capas.

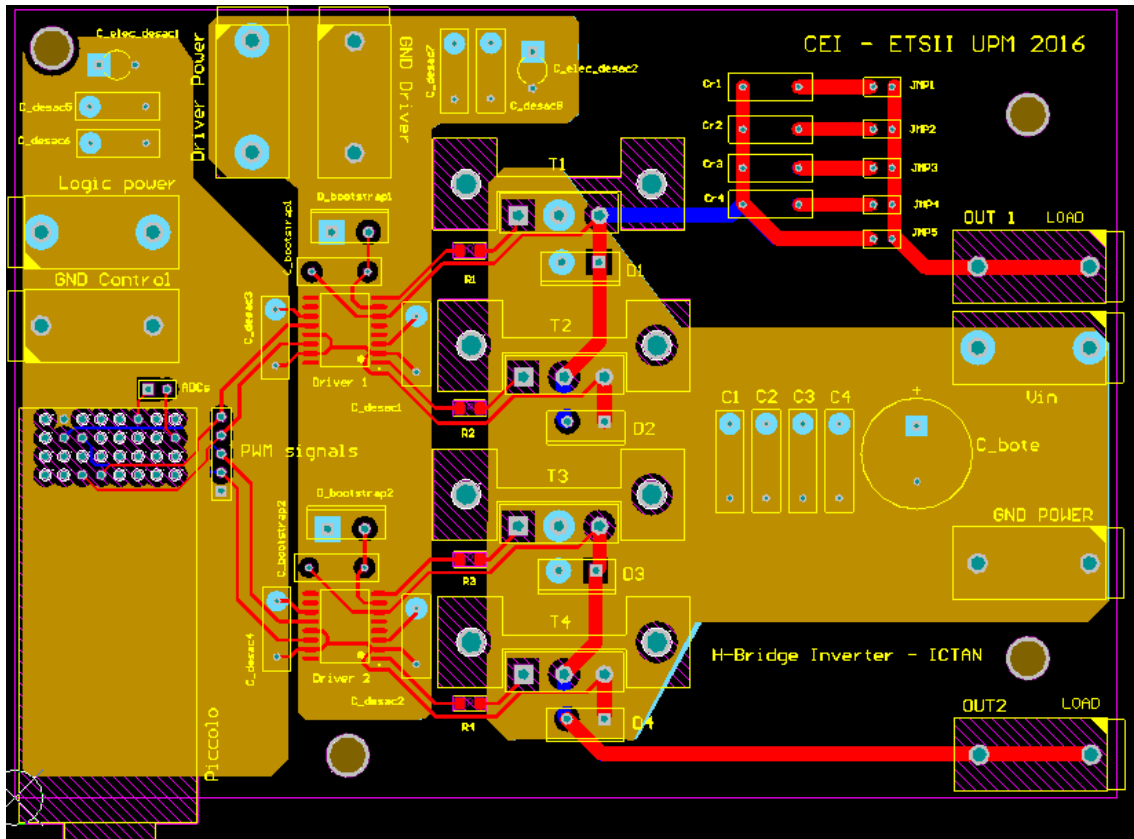
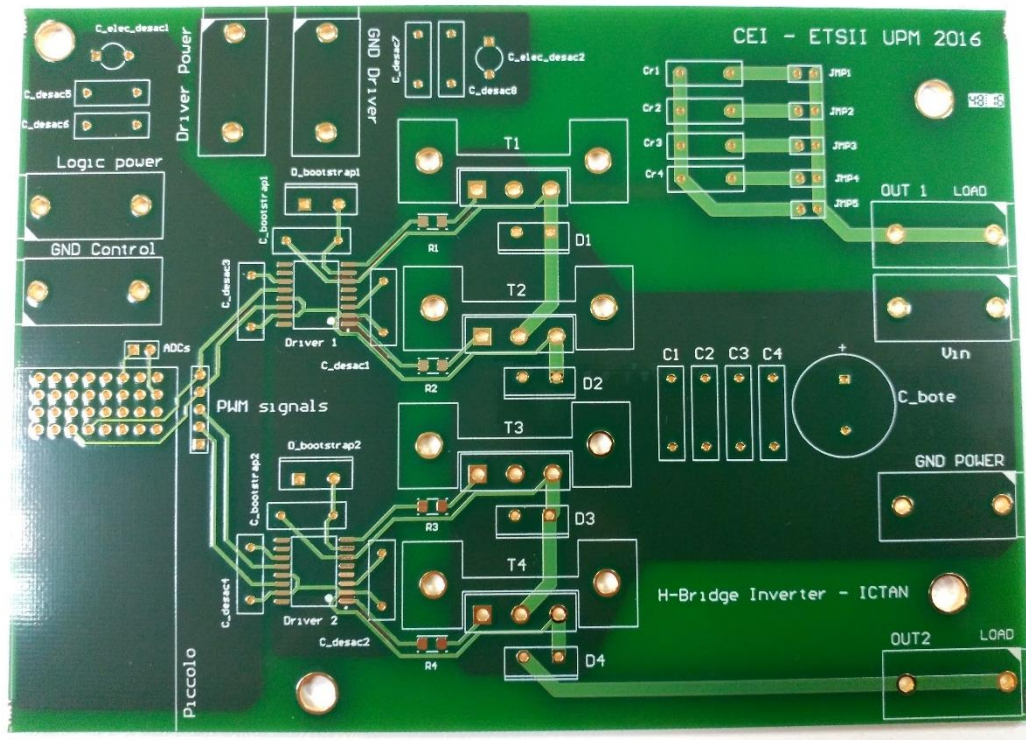


Figura 7.6. Layout final de la PCB. Vista superpuesta de las cuatro capas

Como en el CEI no se dispone de la tecnología para fabricar PCB de cuatro capas se ha acudido a una empresa externa. Se ha elegido la empresa Circuitos Impresos 2CI S.L. [47] localizada en Barcelona. Se trata de una compañía especializada en la fabricación de PCB prototipo, útil para docencia, experimentación y ensayos. Trabajan con tiempos muy bajos de fabricación y envío (en torno a 7 días). Se ha escogido esta empresa por tres motivos principales:

- Posibilidad de enviar la placa en un corto plazo de tiempo en comparación a la fabricación en empresas chinas o americanas (principales productores de PCB para prototipos).

- El acabado final de la PCB se muestra en la siguiente fotografía. El acabado es en oro electrolítico para los puntos de soldadura para asegurar una muy buena conductividad eléctrica y en color verde propio de la máscara antisoldante.



Las dimensiones finales de la placa resultan de 151 x 108 mm lo que supone una mejora aproximada del 32 % en cuanto a dimensiones se refiere, considerando que cuenta además de más elementos que la original.

8. Montaje y soldadura de la placa

La PCB viene de fábrica lista para soldar los componentes con un equipo de soldadura con estaño para electrónica. Desde el CEI se ha suministrado el equipo necesario para realizar el proceso. La temperatura empleada en punta del soldador es de 400°C para fundir correctamente la aleación de estaño-plomo. El material se aporta sobre el *pad* y la pata del componente asegurando sujeción mecánica y conducción eléctrica.

En el proceso se debe ser cuidadoso evitando malos contactos o soldadura fría y usando la cantidad adecuada de estaño.

Se va comprobando la conducción entre puntos con la ayuda de un polímetro digital.

El acabado final se muestra a continuación:

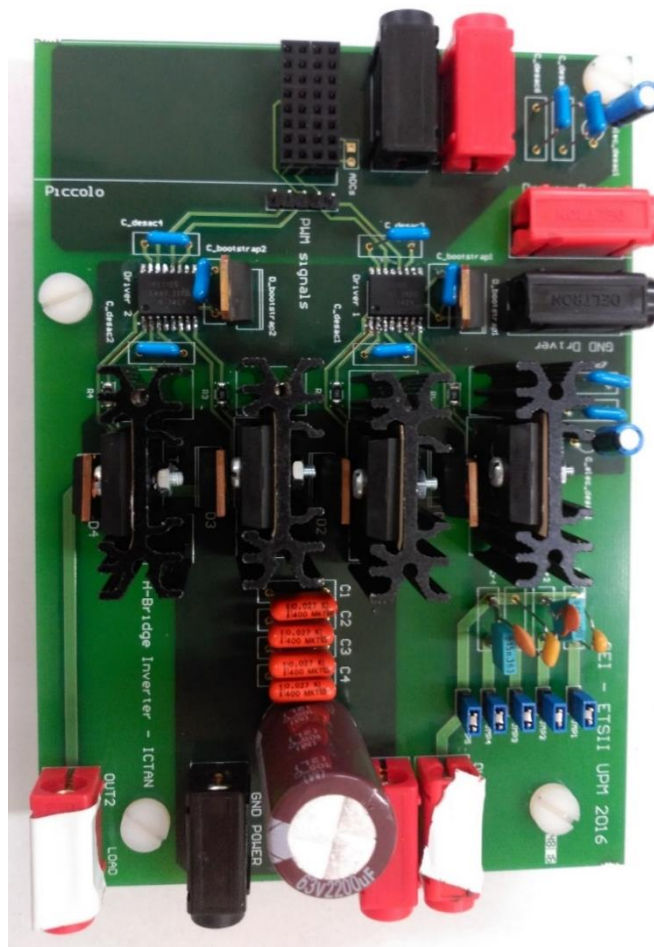


Figura 8.1. Vista en planta de la PCB después de soldadura y montaje de componentes

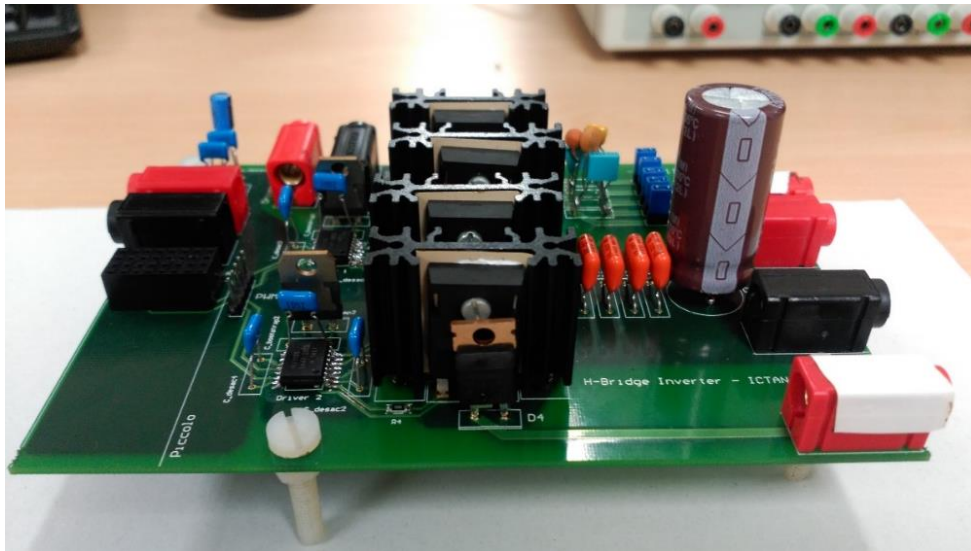


Figura 8.2. Vista frontal de la PCB después de soldadura y montaje de componentes

VALIDACIÓN, RESULTADOS Y CONCLUSIONES

9. Diseño experimental

Una vez diseñado y fabricado el inversor se procede a su validación en condiciones de funcionamiento estándar antes de ser entregado a la institución investigadora (ICTAN).

Para probar que opera adecuadamente, se debe conectar el dispositivo de control que genere las entradas de los disparos de los transistores. En un principio el diseño es específico para usar el DSP Piccolo de Texas Instruments, pero al contar con alimentación de lógica separada y pines de control accesibles, se puede conectar dispositivo (microcontrolador, FPGA...).

Así pues, para experimentar se hace uso del Piccolo programado para aplicar las señales de entrada a los *drivers* que operan el inversor. La información específica sobre el control utilizando el DSP y las técnicas y algoritmos utilizados están recogidos en el TFG de Eduardo Ballesteros [4].

En primer lugar, se vuelve a comprobar el contacto eléctrico de todos los componentes y pistas según indica el esquemático (ANEXO I: Esquemático Altium). Para ello se emplea un polímetro digital en el modo de continuidad.

Una vez realizada esta revisión, se procede a alimentar el inversor en el siguiente orden:

1. Tensión de la alimentación lógica de trabajo (V_{LOGIC}): Se ajusta a un valor comprendido entre 3.3 V y 5 V. Se comprueba que para mayores valores de tensión lógica no se reconocen los pulsos altos ('1' lógico).
2. Tensión de alimentación para la excitación de los transistores a través de los drivers (V_{CC}): Se ajusta a un valor comprendido entre 15 V y 20 V, para garantizar que se supera la tensión umbral de apertura de los MOSFETs.
3. Tensión de alimentación de la entrada (V_d): Parámetro de control que se irá variando de forma manual para observar la respuesta. Inicialmente se pone a 0 V y se conecta el DSP Piccolo. Una vez que se están inyectando los pulsos a los *drivers* se procede a ir elevando esta tensión de entrada de manera progresiva.

El inversor se llevará hasta condiciones nominales para cada una de las bobinas y se observará con la ayuda de un osciloscopio la forma de la salida, así como otras magnitudes que interesen. Los experimentos se han realizado en su totalidad en las instalaciones del CEI con la ayuda de osciloscopios, sondas y fuentes de tensión allí disponibles.

10. Resultados y discusión

El montaje para realizar la validación del dispositivo se recoge en la Figura 10.1:

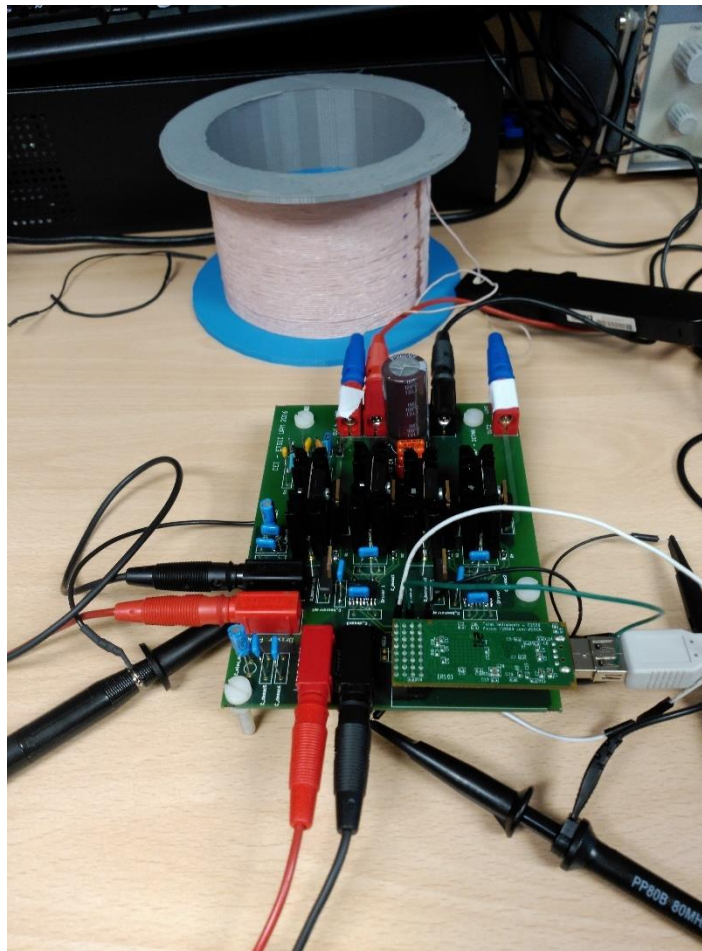


Figura 10.1. Montaje del inversor para validación y ensayos

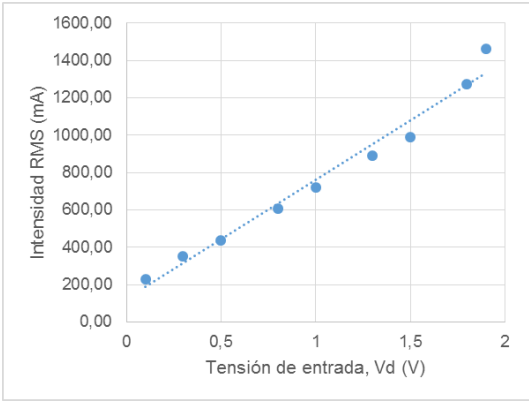
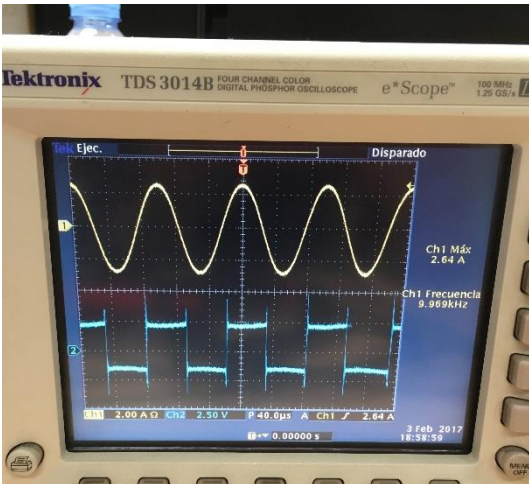
Para este montaje se dispone de: seis cables de conector tipo banana, tres fuentes de tensión independientes (en el CEI se dispone de dos equipos con cuatro salidas, de las que se utilizan tres), un osciloscopio, una sonda de intensidad y varias sondas de tensión.

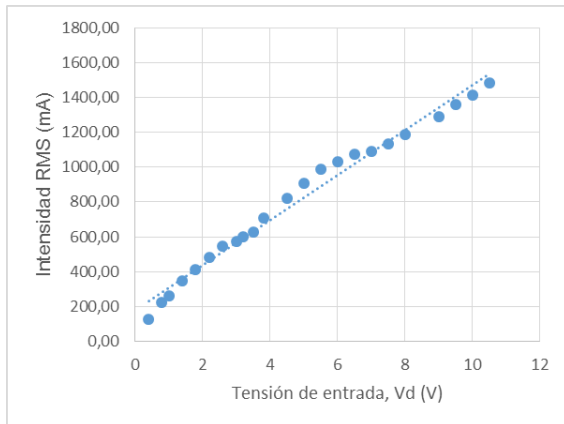
Se han realizado ensayos a las distintas frecuencias de interés con entrada de onda cuadrada simple para comprobar que responde según los modelos teóricos desarrollados en secciones anteriores del trabajo. Se ha aplicado un tiempo muerto (*deadband*) de aproximadamente $1,3 \mu\text{s}$ para evitar sobrecalentamientos en los transistores.

10.1. Bobina de alta frecuencia con resonancia

A continuación, se van a mostrar en una tabla los resultados obtenidos tras realizar los experimentos con la bobina de alta frecuencia ($L=562 \mu\text{H}$; $R=0,99 \Omega$).

Se han evaluado señales de distintas frecuencias y se ha observado el resultado de la intensidad pico en la carga para valores variables de la tensión de entrada. Se incluyen así en las próximas tablas una gráfica con la intensidad pico frente a la tensión aplicada y una fotografía de la tensión (azul) e intensidad (amarillo) por la carga medidas en el osciloscopio. Se ha evaluado cada frecuencia de interés comparando con los resultados teóricos esperados.

Frecuencia: 10 kHz	Valoración
	<p>Tensión empírica para condiciones nominales de intensidad (1,47 A eficaces) \rightarrow 1,9 V</p> <p>Tensión teórica para condiciones nominales de intensidad (1,47 A eficaces) \rightarrow 2 V</p> <p>La respuesta se corresponde con lo esperado a nivel teórico. Se alcanza un régimen de resonancia estable y la salida no tiene armónicos apreciables.</p> <p>No se ha observado calentamiento en drivers ni MOSFETs.</p> <p>Aparece un fenómeno inestabilidad si se supera la tensión nominal. Acontece un salto en la intensidad repentino ante una pequeña variación de la tensión, hasta un estado estable a 2 A eficaces. Solo ocurre a esta frecuencia. Hipótesis de explicación: resistencia de conducción de los transistores variable según la tensión.</p>
	

Frecuencia: 20 kHz
Valoración


Tensión empírica para condiciones nominales de intensidad (1,47 A eficaces) → 10,4 V

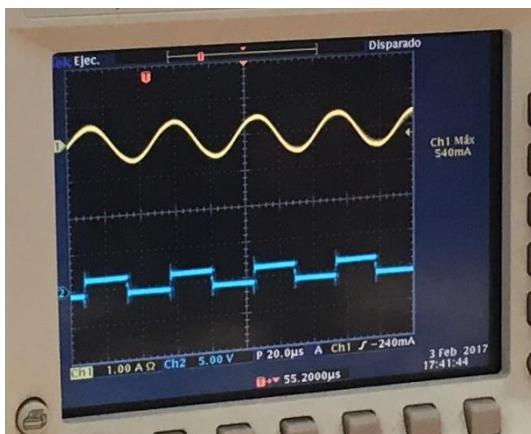
Tensión teórica para condiciones nominales de intensidad (1,47 A eficaces) → 5 V

La respuesta requiere una mayor tensión de entrada que lo esperado a nivel teórico. Hipótesis de explicación: la capacidad real del condensador resonante algo distinta de la medida. La resonancia es peor.

Se alcanza un régimen de resonancia estable y la salida no tiene armónicos apreciables.

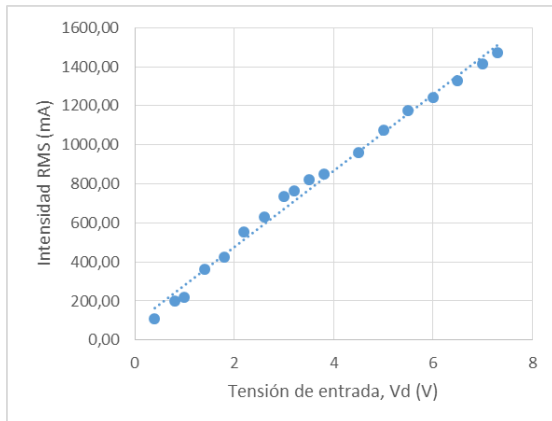
No se ha observado calentamiento en drivers ni MOSFETs.

No aparece ninguna inestabilidad.



Frecuencia: 40 kHz

Valoración



Tensión empírica para condiciones nominales de intensidad (1,47 A eficaces) → 7.3 V

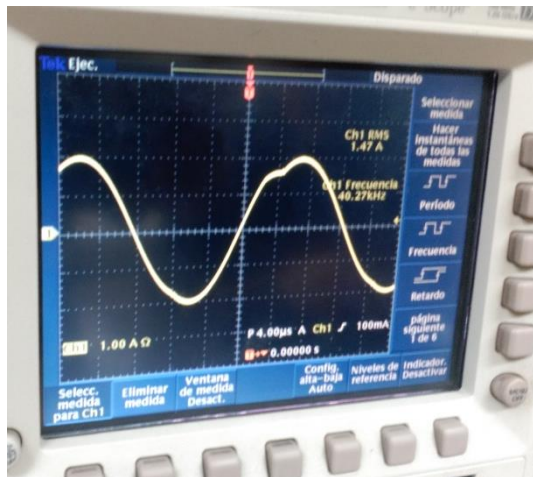
Tensión teórica para condiciones nominales de intensidad (1,47 A eficaces) → 10 V

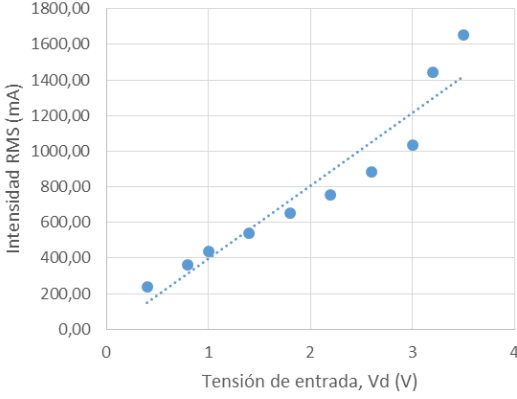
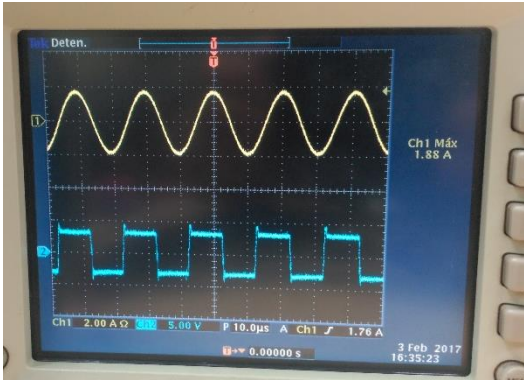
La respuesta requiere una menor tensión de entrada que lo esperado a nivel teórico. Hipótesis de explicación: la capacidad real del condensador resonante es algo distinta de la medida. La resonancia es mejor.

Se alcanza un régimen de resonancia estable y la salida es senoidal, pero con cierto contenido de distorsión.

No se ha observado calentamiento en drivers ni MOSFETs.

No aparece ninguna inestabilidad.



Frecuencia: 50 kHz	Valoración
	<p>Tensión empírica para condiciones nominales de intensidad (1,47 A eficaces) → 3.3 V</p>
	<p>Tensión teórica para condiciones nominales de intensidad (1,47 A eficaces) → 15 V</p>
	<p>La respuesta requiere una menor tensión de entrada que lo esperado a nivel teórico. Hipótesis de explicación: la capacidad real del condensador resonante es algo distinta de la medida. La resonancia es bastante más precisa.</p>
	<p>Se alcanza un régimen de resonancia estable y la salida es senoidal sin contenido en armónicos.</p>
	<p>No se ha observado calentamiento apreciable en drivers. No obstante, los transistores tienen una temperatura algo mayor que a frecuencias inferiores</p>
	<p>No aparece ninguna inestabilidad.</p>

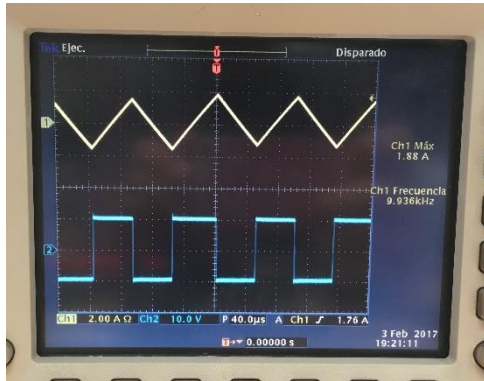
10.2. Bobina de alta frecuencia sin resonancia

Con el objetivo de comprobar las mejoras introducidas al trabajar a frecuencias resonantes, se han realizado experimentos con la misma bobina que en el apartado anterior ($L=562 \mu\text{H}$; $R=0,99 \Omega$) pero a menor frecuencia. De este modo, se ha podido comprobar la respuesta real del inversor cuando no se aplica resonancia y motivar la necesidad de introducir un control modulado PWM para lograr la senoidal pura a baja frecuencia.

Seguidamente se pueden ver los resultados y la discusión de los mismos recogidos en una tabla. En amarillo la intensidad por la bobina y en azul la tensión en la carga.

Frecuencia: 10 kHz

Valoración



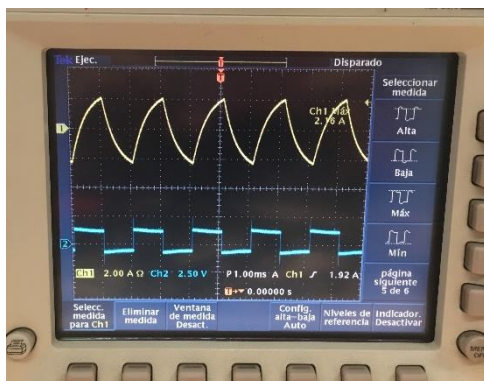
Se obtiene valores pico de 2 A para una tensión de entrada de 10 V.

La respuesta es triangular como cabía esperar. La bobina no alcanza su régimen permanente porque la frecuencia de conmutación es mayor que la frecuencia característica (inversa del tiempo característico $\tau = L/R$).

El contenido en armónicos es grande y no se consigue reproducir la senoidal pura.

Frecuencia: 500 Hz

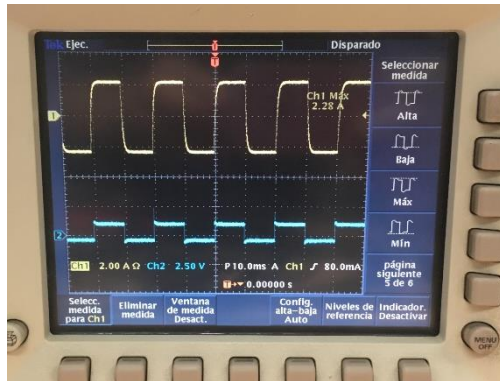
Valoración



Se obtiene valores pico de 2 A para una tensión de entrada de 2 V.

La respuesta es exponencial. La frecuencia de conmutación es del mismo orden que la frecuencia característica (inversa del tiempo característico $\tau = L/R$) por lo que la respuesta alcanza casi el régimen permanente.

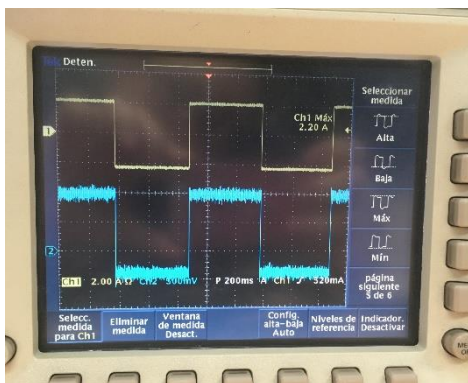
El contenido en armónicos es grande y no se consigue reproducir la senoidal pura.

Frecuencia: 50 Hz
Valoración


Se obtiene un valor estable de 2 A para una tensión de entrada de 2 V.

La respuesta es cuadrada, pero se ve el transitorio exponencial. La frecuencia de conmutación es menor que la frecuencia característica (inversa del tiempo característico $\tau = L/R$) por lo que la bobina alcanza su régimen permanente.

El contenido en armónicos es grande y no se consigue reproducir la senoidal pura.

Frecuencia: 1 Hz
Tensión empírica: 3,3 V


Se obtiene una onda cuadrada estable de valor 2 A para una tensión de entrada de 2 V.

La respuesta es cuadrada, y no se ve el transitorio exponencial. La frecuencia de conmutación es mucho menor que la frecuencia característica (inversa del tiempo característico $\tau = L/R$) por lo que la bobina alcanza su régimen permanente.

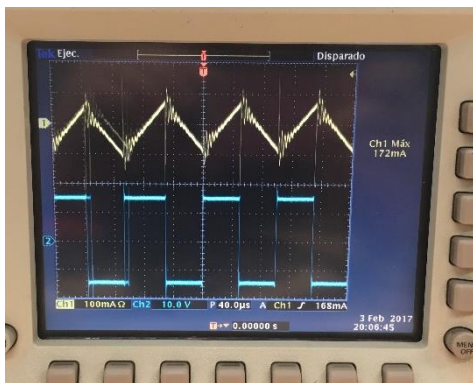
El contenido en armónicos es grande y no se consigue reproducir la senoidal pura.

10.3. Bobina de baja frecuencia

Tras los experimentos con la bobina de alta frecuencia, se va a proceder de forma análoga a mostrar los resultados obtenidos a para la bobina de baja frecuencias. La bobina, cuyos parámetros característicos son $L=16670 \mu\text{H}$; $R=5,16 \Omega$, requiere solo 0,165 A eficaces para generar la especificación de campo magnético nominal. Se comprueba la necesidad de modular la entrada si se quiere obtener una senoidal pura.

Frecuencia: 10 kHz

Valoración



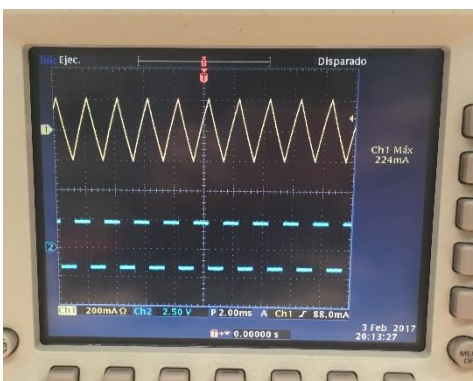
Se obtiene valores pico de 0,233 A para una tensión de entrada de 16 V.

La respuesta es triangular como cabía esperar. La bobina no alcanza su régimen permanente porque la frecuencia de conmutación es mayor que la frecuencia característica (inversa del tiempo característico $\tau = L/R$).

El contenido en armónicos es grande y no se consigue reproducir la senoidal pura. Además, se observa una distorsión en los cambios de pendiente (un ruido).

Frecuencia: 500 Hz

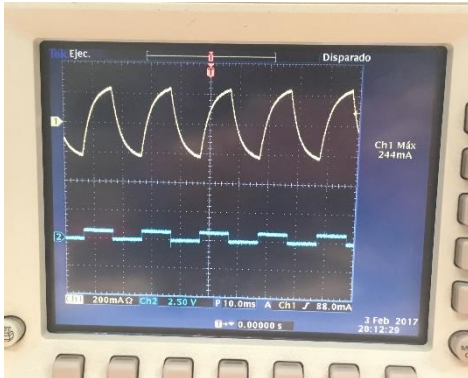
Valoración



Se obtiene valores pico de 0,216 A para una tensión de entrada de 2 V.

La bobina no alcanza su régimen permanente porque la frecuencia de conmutación es mayor que la frecuencia característica (inversa del tiempo característico $\tau = L/R$). Se comprueba que el tiempo característico es mucho mayor para esta bobina al no alcanzar el régimen permanente para una frecuencia de 500 Hz.

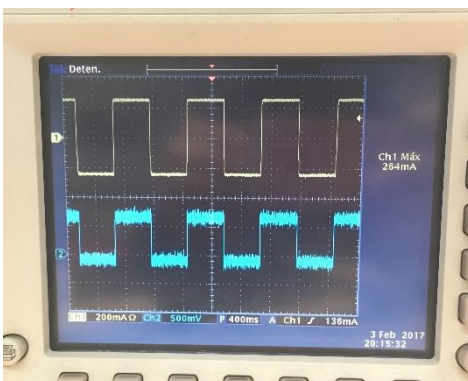
El contenido en armónicos es grande y no se consigue reproducir la senoidal pura.

Frecuencia: 50 Hz
Valoración


Se obtiene valores pico de 0,244 A para una tensión de entrada de 1,2 V.

La respuesta es exponencial. La frecuencia de conmutación es del mismo orden que la frecuencia característica (inversa del tiempo característico $\tau = L/R$) por lo que la respuesta alcanza casi el régimen permanente.

El contenido en armónicos es grande y no se consigue reproducir la senoidal pura.

Frecuencia: 1 Hz
Valoración


Se obtiene una onda cuadrada estable de valor 0,268 A para una tensión de entrada de 1,2 V.

La respuesta es cuadrada, y no se ve el transitorio exponencial. La frecuencia de conmutación es mucho menor que la frecuencia característica (inversa del tiempo característico $\tau = L/R$) por lo que la bobina alcanza su régimen permanente.

El contenido en armónicos es grande y no se consigue reproducir la senoidal pura.

11. Conclusiones

Tras el diseño e implementación del dispositivo inversor se recogen a modo de conclusiones los resultados más importantes que se han ido obteniendo a lo largo de todo el proyecto:

- » Se ha cumplido el objetivo de diseñar e implementar un convertidor capaz de obtener una salida de intensidad senoidal en la carga para distintas frecuencias.
- » En línea con los resultados teóricos, las pruebas de validación han demostrado empíricamente que para obtener salidas alternas sin armónicos a baja frecuencia (<10 kHz) es indispensable un control modulado PWM (bipolar o unipolar).
- » En vista de las simulaciones realizadas, se expone la necesidad de que, para modular en bajas frecuencias, el índice de modulación debe crecer a medida que la frecuencia es menor. Así, por ejemplo, para 1 y 5 Hz no es válido un $m_F=100$, si se desea poca distorsión armónica.
- » Para las altas frecuencias (10, 20, 40 y 50 kHz) se ha validado que con control básico con onda cuadrada se alcanza la resonancia y la salida es una senoidal pura.
- » El inversor electrónico diseñado, al separar la alimentación de la lógica y la alimentación para los transistores, permite implementar distintos instrumentos para el control. No obstante, en el proyecto se ha trabajado con la lógica de 3.3 V del DSP Piccolo de Texas Instruments.
- » En el rango de funcionamiento previsto no se ha observado calentamiento excesivo de los componentes. Adicionalmente, se ha podido comprobar durante la realización de un ensayo erróneo donde se inyectaron pulsos de 200 kHz que los drivers alcanzan ya temperaturas muy altas. Por ello se fijan frecuencias de conmutación de 50 kHz como las máximas recomendadas para su uso futuro.
- » El consumo y calentamiento de los elementos de la etapa de potencia depende del tiempo muerto (*deadband*) entre disparos. Se ha podido comprobar durante los ensayos que, si este es menor de 1 μ s, los transistores se calientan en exceso y la demanda de intensidad en la fuente aumenta. Para evitar grandes pérdidas por conmutación y calentamientos que podrían estropear algún componente, se fija un tiempo mínimo para el *deadband* de 1,2-1,3 μ s.

- » En principio el control en bucle abierto es válido en esta fase del proyecto. Aun así, se ha dejado acceso a dos pines ADC para el DSP Piccolo por si se quisiera implementar el control en bucle cerrado, que como se ha podido simular, permite que la salida siga de forma precisa la referencia de intensidad.
- » Se ha logrado optimizar el tamaño de la PCB con respecto al primer prototipo del que se partió (reducción de tamaño del 32%), evitando malos contactos eléctricos y problemas de soldadura. Esto ha sido en gran parte posible al haber contado con el acabado profesional (máscara antisoldante, acabado en níquel-oro electrolítico...) que ofrece una fabricación externa de la placa.
- » Las mayores dificultades en el proyecto han sido: el diseño en Altium del prototipo final, al no contar con experiencia en el manejo del mismo y la soldadura de los componentes más pequeños asegurando perfecta conductividad.

12. Evaluación de impactos

En este apartado se recogen las implicaciones a nivel ético, social, económico, ambiental y en materia de seguridad de este trabajo.

12.1. Impacto ético – social

El fin último del inversor monofásico de amplio espectro de frecuencias es su utilización en procesos de congelación. Con ello, se permitirá estudiar el efecto de los campos magnéticos en el proceso de formación de cristales de productos preservados.

El campo de la preservación de materia orgánica tanto alimentos como tejidos ha sido ampliamente estudiado en los últimos años por la industria alimenticia y médica. No obstante, cualquier avance que pudiera conseguirse en los tiempos máximos de preservación y en la calidad del producto, resultaría en una gran mejora para la sociedad.

En el campo concreto de los alimentos, se evitaría el desperdicio de productos estropeados por degradación y se alargaría la vida útil de los mismos. Se favorecería además una cultura responsable de ahorro y disminución en la generación de basura orgánica.

Por otro lado, de resultar viable la congelación magnética en tejidos celulares y órganos supondría un impacto social muy positivo. Se recuerda que incrementando en unas horas la vida de tejidos y órganos, se podría atender a multitud de personas pendientes de una intervención de trasplante, mejorando su calidad de vida y reduciendo tiempos de espera.

12.2. Impacto económico

Tras un periodo extenso de pruebas del dispositivo prototipo se determinaría la viabilidad técnica del proceso y se procedería a la construcción de una máquina congeladora completa que pudiera trabajar en las mismas condiciones con muestras de mayor tamaño.

El atractivo de inversión externa en estas técnicas resultaría notable, tanto de empresas públicas y hospitales como de compañías externas.

12.3. Impacto ambiental

Una vez que ha terminado la vida útil de todo aparato electrónico, este pasa a ser un residuo dentro del grupo denominado *Residuos de Aparatos Eléctricos y Electrónicos* (RAEE) y deberá ser gestionado según la legislación vigente (R.D. 208/2005). Estos son considerados muy contaminantes al contener metales pesados y otras sustancias dañinas para el medio ambiente.

Por eso mismo se debe garantizar la correcta gestión del inversor hasta el fin de su vida útil. Todos los residuos generados en su fabricación y prueba han sido correctamente depositados en el cubo de basura electrónica del laboratorio del CEI. El proceso de soldadura así mismo se ha realizado en una zona convenientemente ventilada.

12.4. Seguridad y salud

En lo que concierne a la seguridad de las personas encargadas de la manipulación del inversor, estas seguirán las normas y recomendaciones al trabajar con baja tensión (R.D. 842/2002 para Baja Tensión).

Las corrientes en el inversor no deben superar en principio el valor eficaz de 1.47 A, sin la revisión y supervisión previa del circuito original.

Todos los terminales de conexión están debidamente aislados y se manipularán los equipos de tensión con cuidado, evitando cortocircuitar en todo momento la fuente principal a través de alguna de las ramas del inversor.

El tratarse de un prototipo, el inversor está pensado para ser manipulado por el equipo de trabajo, y no por un usuario que no tuviera la debida formación en el manejo del mismo.

Ante cualquier señal de mal funcionamiento (humo, sobrecalentamiento, ruido de alta frecuencia excesivo...) se procederá a desconectar el equipo debidamente y comprobar el origen de la perturbación.

13. Líneas futuras

En esta memoria se han cubierto los aspectos fundamentales del diseño y prueba del prototipo de inversor para aplicación en el estudio de la congelación magnética. Con ello finaliza una primera fase conceptual y experimental.

De cara a futuros desarrollos y si se deseara por parte de la entidad investigadora (ICTAN) seguir mejorando el producto o añadiendo nuevas características, se proponen desde aquí algunos caminos a seguir, como son:

- » Probar el control modulado para bajas frecuencias para las dos bobinas, comprobando que ofrece una respuesta senoidal con muchos menos armónicos que lo obtenido con control básico de onda cuadrada.
- » Comprobar si el inversor presentaría alguna mejora sustancial en control por bucle cerrado.
- » Añadir una fuente de tensión continua controlable de forma complementaria a las señales PWM del inversor, para poder manejar todos los parámetros vía *software*, programando todo el funcionamiento desde un ordenador.
- » Probar la viabilidad de otro tipo de onda no sinusoidal (por ejemplo, triangular) en los resultados con congelación magnética.
- » Conseguir un espectro continuo de frecuencias e intensidades elegibles para el circuito. Si se superaran las condiciones nominales de diseño empleadas en este trabajo, se requeriría una revisión de los componentes para no dañar ninguna parte del circuito.
- » En vista de los resultados reportados por la entidad investigadora se podría plantear la fabricación de un inversor a gran escala embebido en un equipo de congelación industrial, con grandes bobinas en todo el perímetro del mismo.

PRESUPUESTO Y PLANIFICACIÓN DEL PROYECTO

14. Presupuesto

A lo largo del proyecto de diseño e implementación del inversor, se han incurrido en una serie de gastos directos e indirectos. Se ha presupuestado el presente trabajo en función de todas estas fuentes de gastos, realizando las estimaciones necesarias para obtener el coste total.

14.1. Presupuesto de material y software

En la Tabla 17 se recogen los precios de todos los componentes utilizados para la implementación del circuito inversor en una placa de circuito impreso (PCB). Además, se recogen el precio de fabricación del prototipo de la placa por parte de la empresa externa 2CI y el precio del sistema de control digital, DSP Piccolo de Texas Instruments.

Componentes	Valor o referencia	Ud.	Precio unitario (sin IVA)
MOSFET TO-247	SPW47N60C3	4	10,06 €
Diodo rápido	HFA08TB60	4	2,45 €
Disipador	Compatible con TO-247	4	4,75 €
Resistencia SMD	1206 - 15 Ω	4	0,02 €
Condensador de bootstrap	Película 1 μ F	2	0,82 €
Diodo de bootstrap	STTA812-D	2	1,87 €
Driver	IR2110	2	2,29 €
Condensador de "bote"	Electrolítico Daewoo 63V 2200 μ F	1	1,03 €
Condensador electrolítico	10 μ F	2	0,09 €
Condensador de película	1 μ F	4	0,82 €
Condensador película	0,027 μ F	4	0,52 €
Zócalo Piccolo	Compuesto de 2 zócalos de 8 x 2	1	1,52 €
Pines de conexión	Conductor. 3 A máx.	15	0,18 €
Condensadores resonantes	19, 27, 109 y 450 μ F	4	0,82 €
Conector para cable	Para cable tipo "banana"	8	0,77 €
TOTAL COMPONENTES:			99,25 €
Piccolo Control Stick	Texas Instruments	1	39,85 €
PCB de 4 capas	Por empresa 2CI	3	112,18 €
TOTAL PCB+Sistema de control:			376,39 €
TOTAL (SIN IVA)			475,64 €
IVA 21%			99,88 €
TOTAL			575,52 €

Tabla 17. Coste de componentes, PCB y DSP

Los programas utilizados para el proyecto han sido:

- *Matlab*: La licencia de estudiante es perfectamente válida y gratuita para todos los estudiantes de la UPM.
- *Altium Designer*: Requiere una licencia de pago, con un precio estimado (IVA incluido) de 250,23 € para la versión académica. Facilitada por el centro docente.
- *PSIM*: Cuenta con una versión DEMO gratuita, ampliable a una versión académica también gratuita, exclusiva para uso docente. Accesible desde los ordenadores de las salas de prácticas del CEI.

Por último, se ha supuesto un sobrecoste material de 40€ en concepto de uso de las instalaciones del CEI y gasto en material de laboratorio (amortización de equipos de soldadura y tensión, estaño, PCB para el primer prototipo bicapa, osciloscopios...).

14.2. Recursos humanos

Para la realización de los últimos meses del proyecto se ha becado al autor gracias a un acuerdo CSIC-CEI con una cuantía de 300€/mes. La beca ha sido de cuatro meses de duración (octubre 2016 - enero 2017). Extrapolando el coste a la duración íntegra del proyecto de 11 meses (agosto no considerado) se calcula un gasto total de 3300€ por la labor del proyectista. Se estima una dedicación total al trabajo de entre 400 y 450 horas.

Además, se ha considerado la labor de supervisión del director del trabajo y el cotutor del mismo, considerando una dedicación del 5% y 12% respectivamente del total de horas empleadas por el autor. Suponiendo un coste de 40€/hora para un ingeniero senior y 20€/hora para un ingeniero junior se tiene un coste total asociado a labores de guía y supervisión de 1980€.

El coste total en capital humano asciende a 5280€ para este Trabajo de Fin de Grado.

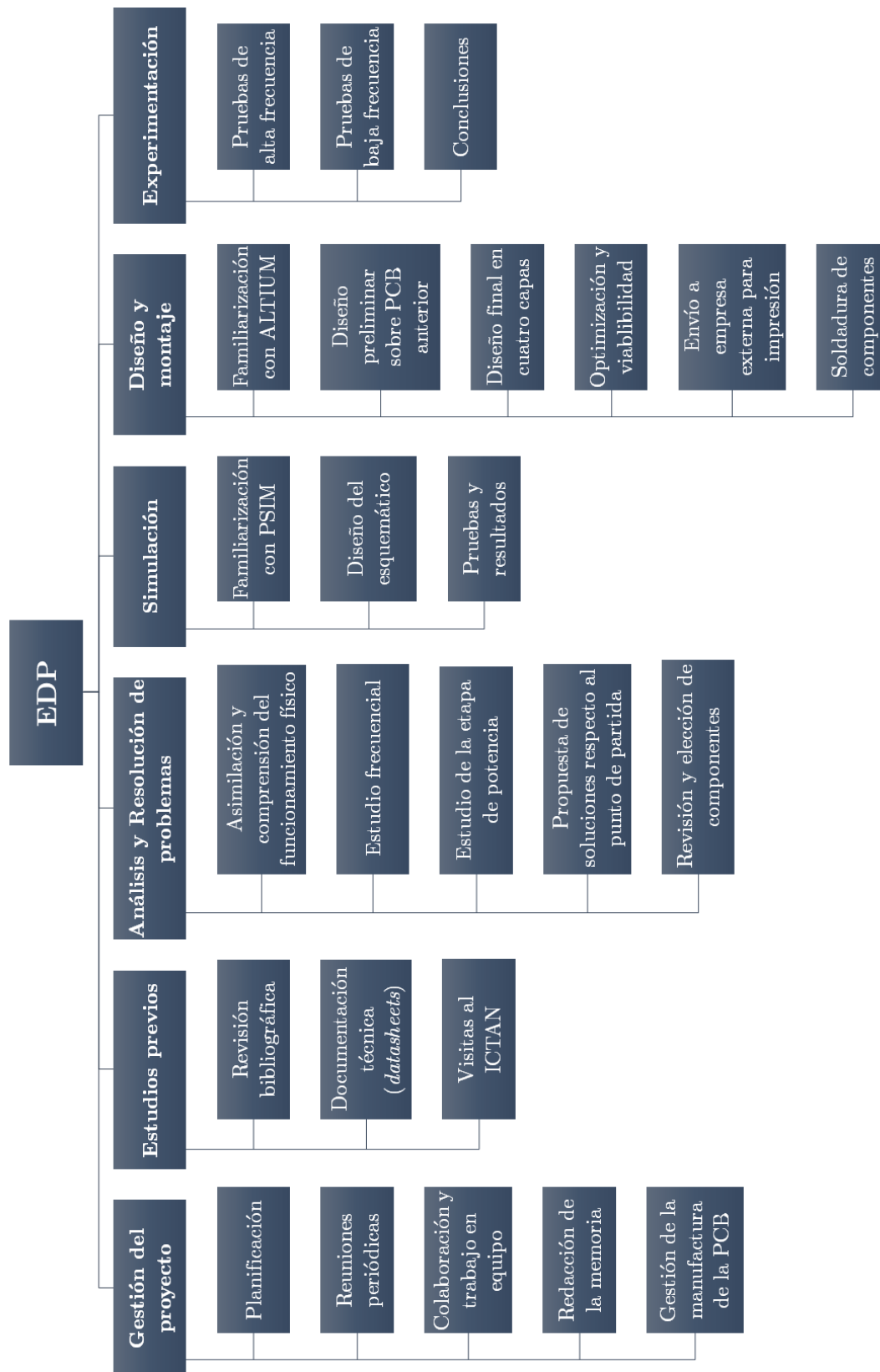
14.3. Coste total

Sumando todas las contribuciones, el coste total asciende a un valor de:

PRESUPUESTO TFG	
<i>Coste Material</i>	575,52 €
<i>Sobrecostes</i>	40,00 €
<i>Software</i>	250,23 €
<i>Capital humano</i>	5.280,00 €
TOTAL:	6.145,75 €

Tabla 18. Presupuesto total del TFG

15. Estructura de descomposición del proyecto (EDP)



16. Planificación y diagrama de Gantt

Este Trabajo Fin de Grado se ha planificado según dos fases diferenciadas, separadas por las vacaciones de verano de 2016.

La fecha de inicio aproximada es febrero de 2016 cuando se ofreció la oportunidad de trabajar en este proyecto y se convocaron las primeras reuniones. En una primera fase del trabajo se estudió el problema, se simuló el sistema y se realizó un primer prototipo que resultó finalmente no operativo.

Después de verano se decidió diseñar un nuevo prototipo totalmente renovado y con numerosos cambios. Durante estos meses, además, el autor pudo gozar de una beca por parte de la entidad interesada (ICTAN). Es en esta segunda fase cuando se fabrica el prototipo final y se realiza su puesta a punto.

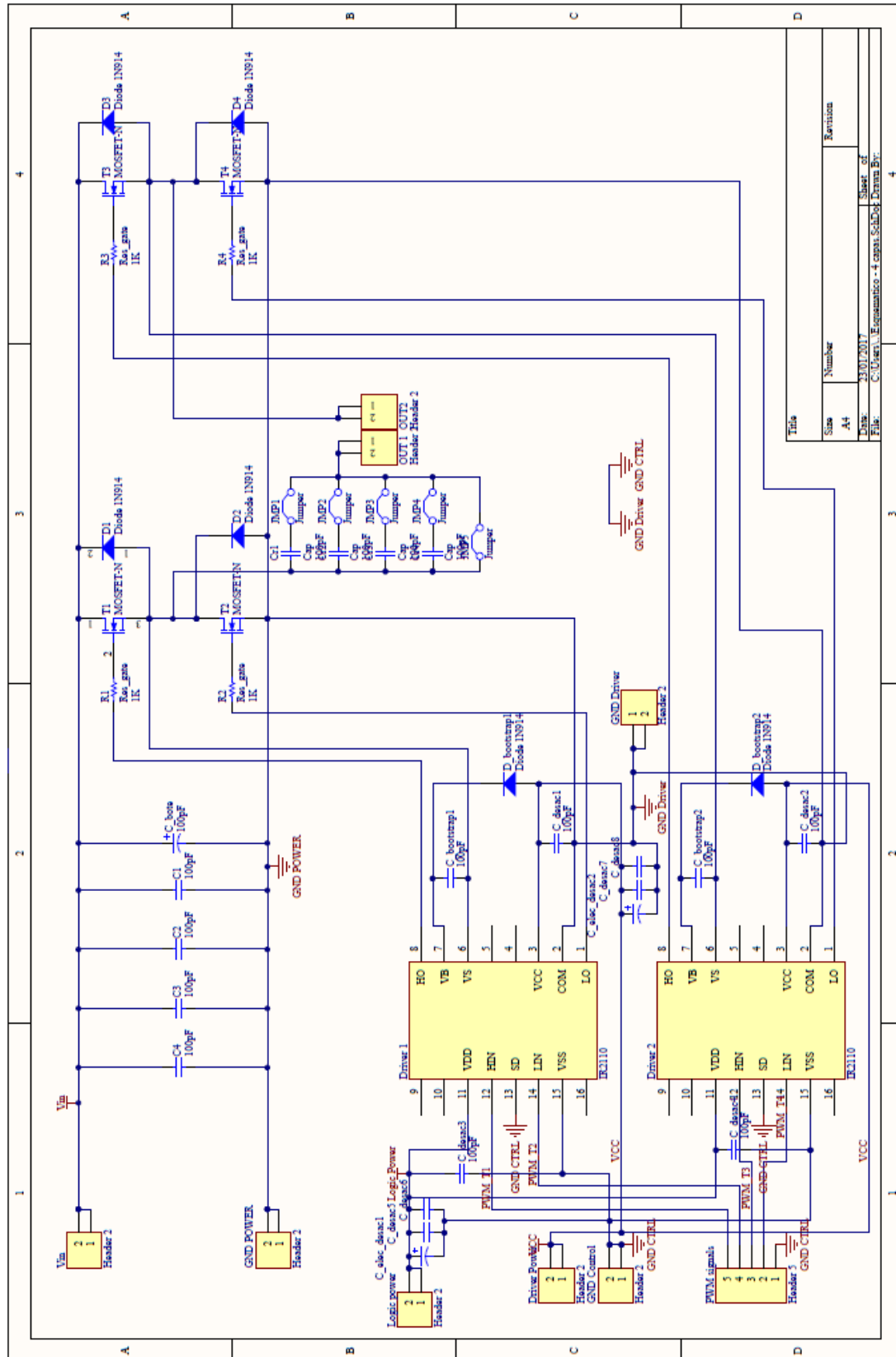
Formalmente se corresponden 300 horas de dedicación para los 12 créditos ECTS que un TFG tiene asignado. Se le ha dedicado un número mayor de horas (entre 400 y 450 horas) debido a esa división en 2 fases e incremento de los objetivos del proyecto al determinar la no viabilidad del diseño ya existente.

A continuación, se muestra el diagrama de Gantt del proyecto, haciendo alusión a todas las tareas especificadas en la EDP y su duración aproximada en días, así como su distribución temporal.

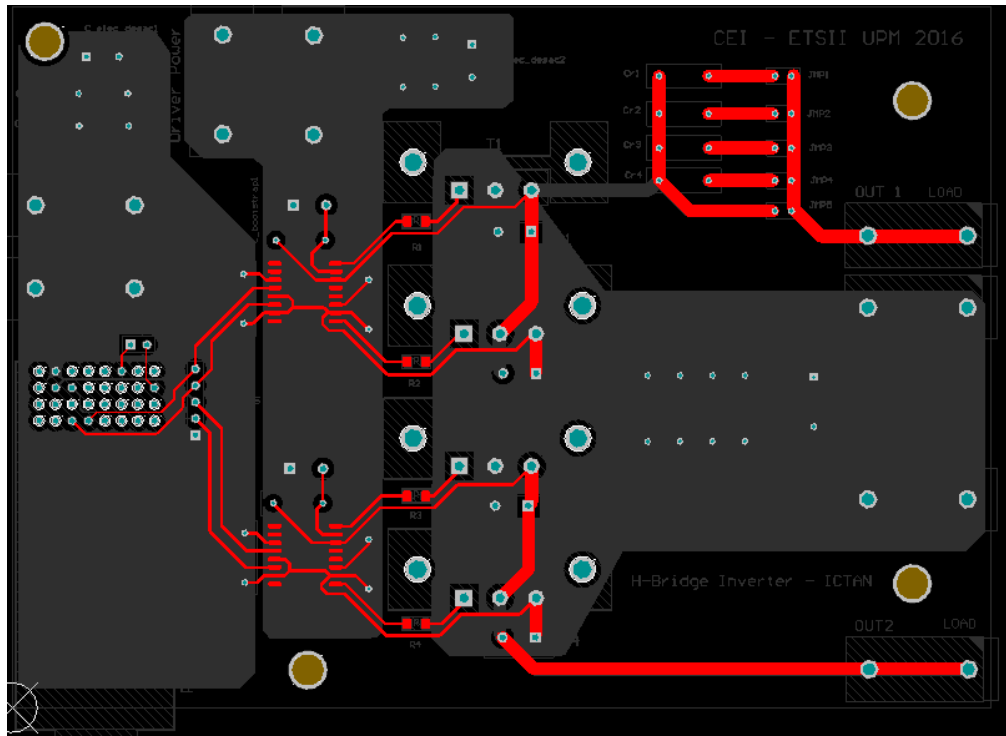
Id	Nombre de área	Comienzo	Fin	Duración	feb. 2016	mar. 2016	abr. 2016	may. 2016	jun. 2016	jul. 2016	ago. 2016	sep. 2016	oct. 2016	nov. 2016	dic. 2016	ene. 2017
1	TRABAJO DE FIN DE GRADO	01/02/2016	03/02/2017	265d	7/2	6/3	3/4	1/5	5/6	3/7	7/8	4/9				1/11/8/
2	GESTIÓN DEL PROYECTO	01/02/2016	03/02/2017	265d												
3	Planificación	01/06/2016	01/07/2016	23d												
4	Reuniones periódicas	09/09/2016	31/01/2017	103d												
5	Colaboración	01/02/2016	30/06/2016	109d												
6	Redacción de memoria I	01/06/2016	15/07/2016	33d												
7	Redacción de memoria II	02/01/2017	03/02/2017	25d												
8	Gestión manufactura	15/11/2016	30/11/2016	12d												
9	ESTUDIOS PREVIOS	01/02/2016	29/04/2016	65d												
10	Revisión bibliográfica	01/02/2016	01/04/2016	45d												
11	Documentación técnica	01/04/2016	29/04/2016	21d												
12	Visitas al ICTAN	01/03/2016	03/03/2016	3d												
13	ANÁLISIS DE PROBLEMAS	01/02/2016	15/07/2016	120d												
14	Comprensión y asimilación	01/02/2016	01/03/2016	22d												
15	Estudio frecuencial	01/04/2016	29/04/2016	21d												
16	Estudio etapa potencia	01/06/2016	15/07/2016	33d												
17	Soluciones y mejoras	09/09/2016	09/11/2016	44d												
18	Elección componentes	09/09/2016	30/09/2016	16d												
19	SIMULACIÓN	02/05/2016	01/07/2016	45d												
20	Aprendizaje PSIM	01/04/2016	07/04/2016	5d												
21	Esquemáticos	02/05/2016	17/05/2016	12d												
22	Simulaciones	18/05/2016	01/07/2016	33d												
23	DISEÑO Y MONTAJE	09/09/2016	15/12/2016	70d												
24	Familiarización con ALTIUM	09/09/2016	07/10/2016	21d												
25	Diseño preliminar	09/09/2016	09/09/2016	0d												
26	Diseño final	03/10/2016	15/12/2016	54d												
27	Optimización	01/12/2016	01/12/2016	0d												
28	Envío a empresa externa	16/12/2016	16/12/2016	0d												
29	Soldadura	16/12/2016	16/01/2017	22d												
30	EXPERIMENTACIÓN	18/01/2017	18/01/2017	0d												
31	Pruebas a alta frecuencia	18/01/2017	26/01/2017	7d												
32	Pruebas a baja frecuencia	26/01/2017	01/02/2017	5d												
33	Conclusiones	03/02/2017	03/02/2017	1d												

ANEXOS

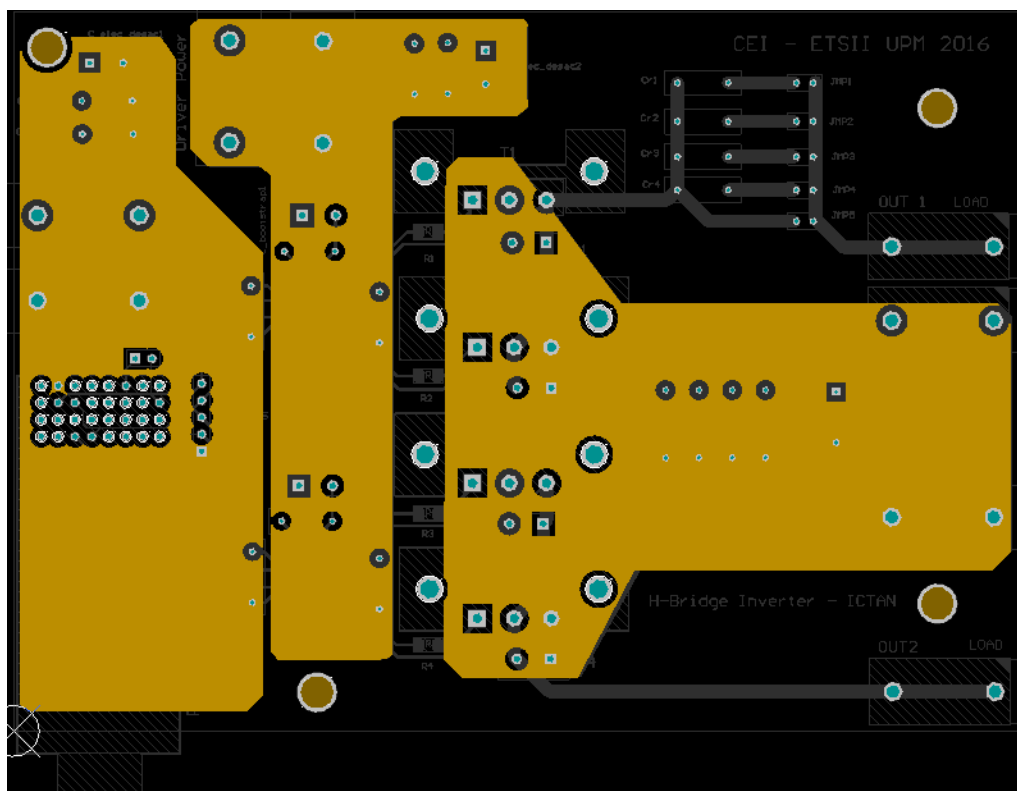
ANEXO I: Esquemático Altium



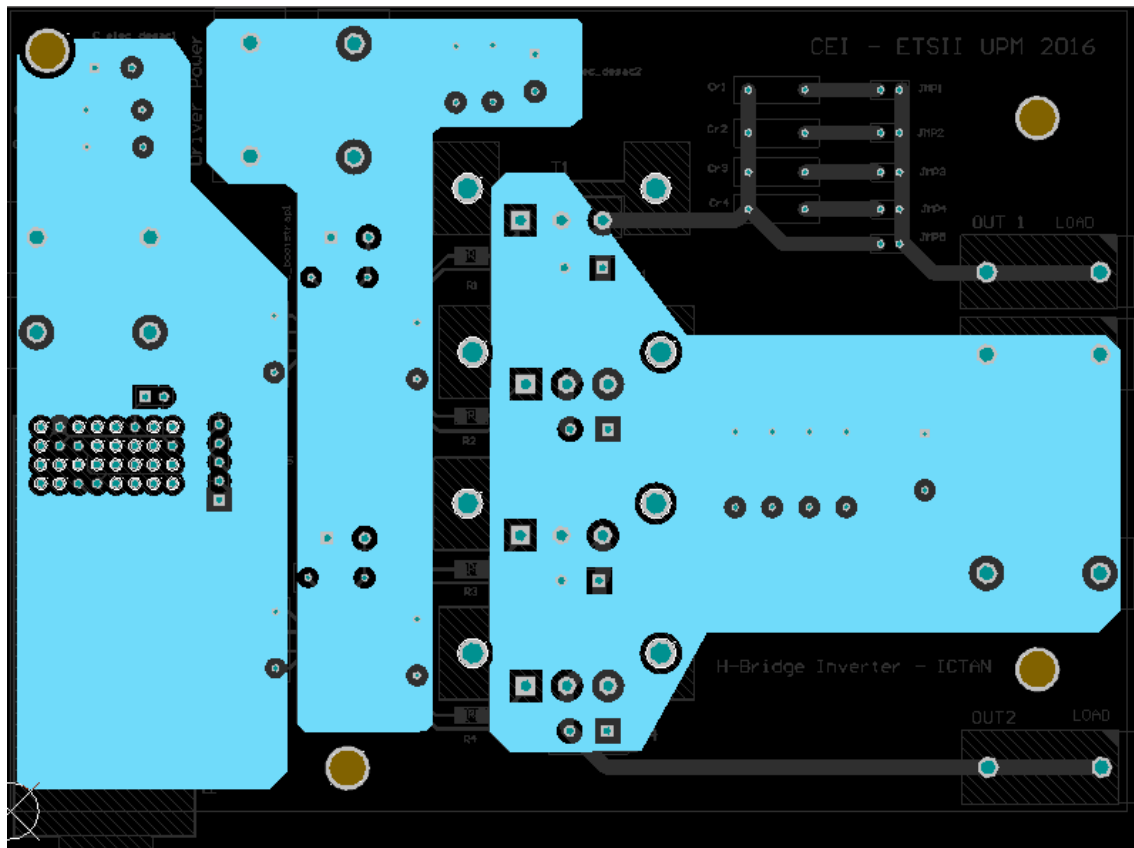
ANEXO II: Layout en Altium de la PCB de 4 capas



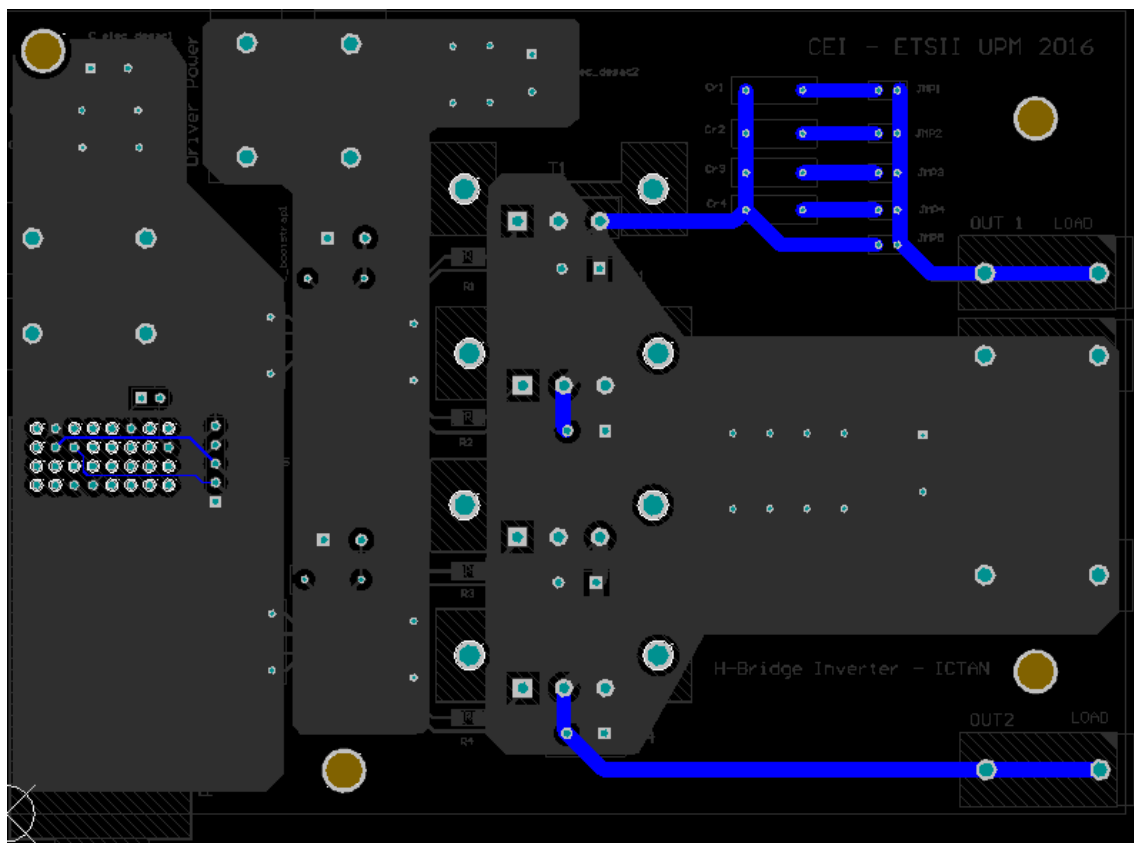
Capa superior (TOP LAYER)



Capa de GND (MID 1 LAYER)



Capa de Alimentación (MID 2 LAYER)



Capa inferior (BOTTOM LAYER)

ANEXO III: Índice de figuras

Figura 1.1. Convertidores de Potencia.....	6
Figura 2.1: Gráfica T-t de congelación con superenfriamiento. Fuente: [6]	10
Figura 2.2: Congeladores CAS industriales. Fuente: [47]	10
Figura 2.3: Patente original del CAS freezer. Fuente: [48].....	10
Figura 2.4: Efecto de un campo magnético estático en el grado de superenfriamiento. Fuente: [11].....	11
Figura 2.5: Efecto de los congeladores CAS en la congelación de alimentos. Fuente: [49].....	12
Figura 2.6. Paredes celulares de sardina congelada con método normal (izq.) y con CAS (der.). Fuente: [49].....	13
Figura 2.7. Esquema de trasplante de córnea	13
Figura 3.1. Campo magnético dentro de una bobina. Fuente: [50].....	20
Figura 3.2. Aplicación de la ley de Ampère en una bobina ideal. Fuente: [51]	20
Figura 3.3. Bobina de núcleo de ferrita para PCB. Fuente: [52]	22
Figura 3.4. Transformador para PCB. Fuente: [53]	22
Figura 3.5. Bobinas para transformadores. Fuente: [54]	22
Figura 3.6. Circuito RL.....	22
Figura 3.7. Circuitos de prueba. Tensión cuadrada a la izquierda, tensión senoidal a la derecha.....	23
Figura 3.8. Intensidad a través de la bobina (rojo) ante tensión cuadrada (azul) de baja frecuencia.....	24
Figura 3.9. Intensidad a través de la bobina (rojo) ante tensión cuadrada (azul) de alta frecuencia.....	24
Figura 3.10. Diagrama de Bode de la salida de intensidad en el circuito de prueba 2	25
Figura 3.11. Distintos tipos de condensadores. Fuente: [55].....	26
Figura 3.12. Circuito RLC.....	27
Figura 3.13. Diagrama de Bode de la impedancia en un circuito RLC.....	27
Figura 3.14. Topologías de inversor más comunes	28
Figura 3.15. Frecuencia fundamental y primeros 3 armónicos de una señal cuadrada	29
Figura 3.16. Filtros paso bajo.....	30
Figura 3.17. Bode de filtro de primer orden.....	30
Figura 3.18. Bode de filtro de segundo orden	30
Figura 3.19. Bandas electrónicas. Fuente: [24].....	31
Figura 3.20. Dispositivos semiconductores normalizados	32
Figura 3.21. Estructura típica de un diodo. Fuente: [56]	33
Figura 3.22. Comportamiento del diodo rectificador. Fuente: [57]	33
Figura 3.23. Curva característica del diodo. Fuente: [58].....	34

Figura 3.24. Símbolo del transistor MOSFET. Fuente: [28].....	34
Figura 3.25. Estructura de un MOSFET. Fuente:[26].....	35
Figura 3.26. Curva característica de un MOSFET. Fuente: [28].....	35
Figura 4.1. Flujo de potencia en convertidores CC/CA. Fuente: [29]	36
Figura 4.2. Descripción esquemática del inversor.....	37
Figura 4.3. Esquema general de un rectificador AC/DC de tensión. Fuente: [59] .	37
Figura 4.4. Fuente de alimentación N8762A de Keysight para el proyecto. Fuente: [30].....	38
Figura 4.5. MOSFETs del inversor.....	38
Figura 4.6. Dinámica de encendido/apagado del MOSFET. Fuente: [21].....	38
Figura 4.7. Parametros dinámicos dedel MOSFET. Fuente: [31].....	39
Figura 4.8. Diodo parásito intrínseco del MOSFET. Fuente: [21].....	39
Figura 4.9. Diodo en antiparalelo del inversor	39
Figura 4.10. Disipadores de calor de los MOSFETs del inversor.....	40
Figura 4.11. Aislante eléctrico y conducto térmico de mica para unión MOSFET - Disipador	40
Figura 4.12. Driver IR2110 para el inversor	40
Figura 4.13. Conexión recomendada del driver IR2110. Fuente: [34]	41
Figura 4.14. Circuito de control analógico de un inversor de 50 Hz. Práctica III – Electrónica de Potencia.....	41
Figura 4.15. Piccolo Control Stick para el gobierno de los MOSFETs.....	42
Figura 4.16. Módulo de generación de salidas PWM del DSP Piccolo. Fuente: [37]	43
Figura 4.17. Modos de comparación PWM. Ajuste de señal triangular. Fuente: [37]	43
Figura 4.18. Campo magnético en el interior de una de las bobinas. Simulación en Maxwell. Fuente: [20].....	45
Figura 4.19. Bobina para altas frecuencias	46
Figura 4.20. Módulo (superior) y argumento (inferior) de la bobina de alta frecuencia. $L=562 \mu\text{H}$ y $R=990 \text{ m}\Omega$	46
Figura 4.21. Bobina para bajas frecuencias.....	47
Figura 4.22. Módulo (superior) y argumento (inferior) de la bobina de bajas frecuencias. $L=16670 \mu\text{H}$ y $R=5.16 \Omega$	48
Figura 5.1. Factor de potencia de la carga de baja inductancia en el rango de frecuencias de interés	51
Figura 5.2. Factor de potencia de la carga de alta inductancia en el rango de frecuencias de interés	51
Figura 5.3. Esquema eléctrico del Inversor de Puente Completo. Fuente:[29]	52
Figura 5.4. Control por señal cuadrada (no modulado) y primer armónico. Fuente: [29].....	53
Figura 5.5. Control por fase desplazada (no modulado). Fuente: [29]	54

Figura 5.6. Amplitud de los primeros armónicos y THD del en el control por fase desplazada. Fuente: [29]	54
Figura 5.7. Relación entre el valor pico de la tensión de salida y el índice de modulación en frecuencia. Fuente: [21].....	56
Figura 5.8. Señal portadora (triangular) y moduladora (senoidal) para control bipolar. Fuente: [29]	56
Figura 5.9. Tensión de salida modulada bipolar y primer armónico. Fuente: [29].	57
Figura 5.10. Contenido en armónicos de la salida a 50 Hz del inversor con control bipolar - PSIM.....	57
Figura 5.11. Señal portadora (triangular) y moduladoras (senoidales) para control unipolar. Fuente: [29]	58
Figura 5.12. Contenido en armónicos de la salida a 50 Hz del inversor con control unipolar - PSIM	59
Figura 5.13. Tensiones en los nudos de la carga y tensión de salida modulada unipolar y primer armónico. Fuente: [29]	59
Figura 5.14. Estructura básica del inversor	62
Figura 5.15. Intensidades en la entrada	64
Figura 5.16. Diagrama de Bode de condensador real a alta frecuencia.....	65
Figura 5.17. Diagrama de Bode con condensadores de entrada de baja C.....	65
Figura 5.18. Driver IR2110 y conexión con una rama del circuito	66
Figura 5.19. Parámetros para elección del condensador de Bootstrap.....	67
Figura 5.20. Modelo gráfico de transmisión de calor. Fuente: [21]	68
Figura 5.21. Esquemático equivalente de sistema térmico (PSIM).....	69
Figura 5.22. Esquemático para el estudio de la potencia disipada (PSIM	70
Figura 5.23. Pulsos de entrada (Primera y Segunda gráfica), intensidad por la carga (Tercera Gráfica) e intensidad por los MOSFETs de una rama (PSIM-Simview).....	70
Figura 5.24. Intensidad de salida (arriba) y por una rama del puente (abajo) a 5 Hz y control PWM unipolar	71
Figura 6.1. Esquemático en PSIM para simulación en bucle abierto y con onda cuadrada (sin modulación)	79
Figura 6.2. Intensidad de salida $f=10$ kHz, $V_d=2V$ y $C_{res}=450$ nF (Bobina de baja L).....	79
Figura 6.3. Detalle de la intensidad de salida $f=20$ kHz, $V_d=4.5V$ y $C_{res}=109$ nF (Bobina de baja L).....	80
Figura 6.4. Intensidad de salida $f=500$ Hz, $V_d=4V$ (Bobina de baja L)	81
Figura 6.5. Intensidad de salida $f=5$ kHz, $V_d=29V$ (Bobina de baja L)	81
Figura 6.6. Intensidad de salida $f=25$ Hz, $V_d=2V$ (Bobina de baja L)	81
Figura 6.7. Esquemático en PSIM para simulación en bucle abierto y con modulación PWM unipolar.....	82
Figura 6.8. Intensidad de salida $f=5000$ Hz, $V_d=46V$ (Bobina de baja L). Con modulación unipolar.....	83

Figura 6.9. Intensidad de salida $f=5$ Hz, $V_d=3$ V (Bobina de baja L). Con modulación unipolar.....	83
Figura 6.10. Detalle de la intensidad de salida $f=5$ Hz, $V_d=3$ V (Bobina de baja L). Con modulación unipolar	84
Figura 6.11. Detalle de la intensidad de salida $f=1$ Hz, $V_d=3$ V (Bobina de baja L). Con modulación unipolar	84
Figura 6.12. Intensidad de salida $f=1$ Hz, $V_d=2$ V (Bobina de alta L). Con modulación unipolar.....	85
Figura 6.13. Esquemático en PSIM para simulación en bucle cerrado y con modulación PWM unipolar	86
Figura 6.14. Intensidad de salida (arriba) y seguimiento de la referencia de 1.47 A (abajo) para $f=25$ Hz, $V_d=3$ V y bobina de L baja.....	87
Figura 7.1. Layout capa TOP de primer prototipo del inversor.....	90
Figura 7.2. Layout capa BOTTOM de primer prototipo del inversor	90
Figura 7.3. Fabricación del primer prototipo en el taller de Electrónica del CEI....	91
Figura 7.4. Capas de la PCB. Fuente: [46]	92
Figura 7.5. Ancho (width) y grosor (thickness) de la pista (trace) de una PCB. Fuente: [46].....	93
Figura 7.6. Layout final de la PCB. Vista superpuesta de las cuatro capas.....	94
Figura 7.7. Vista superior de la PCB	95
Figura 8.1. Vista en planta de la PCB después de soldadura y montaje de componentes	96
Figura 8.2. Vista frontal de la PCB después de soldadura y montaje de componentes	97
Figura 10.1. Montaje del inversor para validación y ensayos.....	102

ANEXO IV: Índice de tablas

Tabla 1. Frecuencias discretas de diseño en el rango de interés.....	44
Tabla 2. Tensión eficaz para cada valor de frecuencia en la bobina de menor inductancia	47
Tabla 3. Tensión eficaz para cada valor de frecuencia en la bobina de mayor inductancia	48
Tabla 4. Especificaciones para las dos bobinas	48
Tabla 5. Balance de potencia – Bobina de baja inductancia ($L=562\ \mu\text{H}$ y $R=0.99\ \Omega$) con $I_{\text{ef}}=1.47\ \text{A}$	50
Tabla 6. Balance de potencia – Bobina de alta inductancia ($L=16670\ \mu\text{H}$ y $R=5.16\ \Omega$) con $I_{\text{ef}}=0.165\ \text{A}$	50
Tabla 7. Comparación entre los distintos controles posibles del inversor	60
Tabla 8. Capacidad resonante necesaria a cada frecuencia de interés	61
Tabla 9. Capacidad resonante utilizada en la práctica.....	61
Tabla 10. Componentes utilizados con su función y referencia o valor.....	62
Tabla 11. Resistencias térmicas en el inversor	69
Tabla 12. Resultados de las simulaciones a alta frecuencia con resonancia y onda cuadrada (Bobina de baja L)	80
Tabla 13. Resultados de las simulaciones a baja frecuencia sin resonancia y onda cuadrada (Bobina de baja L)	82
Tabla 14. Resultados de las simulaciones a baja frecuencia sin resonancia y PWM unipolar (Bobina de baja L).....	84
Tabla 15. Resultados de las simulaciones a baja frecuencia sin resonancia y onda cuadrada (Bobina de alta L)	85
Tabla 16. Resultados de las simulaciones a baja frecuencia sin resonancia y PWM unipolar (Bobina de alta L).....	85
Tabla 17. Coste de componentes, PCB y DSP	119
Tabla 18. Presupuesto total del TFG.....	120

ANEXO V: Índice de siglas y símbolos

Siglas

AC	—	Corriente Alterna (<i>Alternate Current</i>)
ADC	—	<i>Analog to Digital Converter</i>
ASIC	—	<i>Application Specific Integrated Circuit</i>
BJT	—	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CAS	—	<i>Cells Alive System</i>
CEI	—	Centro de Electrónica Industrial
CSIC	—	Consejo Superior de Investigaciones Científicas
DC	—	Corriente Directa o Continua (<i>Direct Current</i>)
DSP	—	Procesador de señal digital (<i>Digital Signal Processor</i>)
EDP	—	Estructura de descomposición del proyecto
FFT	—	Transformada rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FPGA	—	<i>Field Programmable Gate Array</i>
HVDC	—	<i>High Voltage Direct Current</i>
ICTAN	—	Instituto de Ciencia y Tecnología de Alimentos y Nutrición (Antiguo Instituto del frío)
IGBT	—	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	—	<i>Metal-oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PCB	—	<i>Printed Circuit Board</i>
PWM	—	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	—	<i>Root Mean Value</i>
SMD	—	<i>Surface Mount Device</i>
SPWM	—	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
THD	—	<i>Total Harmonic Distortion</i>
THT	—	<i>Through Hole Technology</i>
UPS	—	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
ZCS	—	<i>Zero Current Switching</i>
ZVS	—	<i>Zero Voltage Switching</i>

Símbolos

ω	—	Frecuencia Angular
T	—	Periodo
f	—	Frecuencia
j	—	Unidad imaginaria, raíz de -1
s	—	Variable independiente en el dominio de Laplace
C	—	Capacidad
L	—	Inductancia
Q	—	Carga
I	—	Intensidad
V	—	Voltaje
Z	—	Impedancia

ANEXO VI: Bibliografía

- [1] A. Rodríguez, “Caracterización de la congelación electromagnética en matrices alimentarias y sistemas modelo.”
- [2] L. Otero, A. C. Rodr, P. Miriam, and P. D. Sanz, “Effects of Magnetic Fields on Freezing : Application to Biological Products,” vol. 15, 2016.
- [3] D. Sánchez, “MEJORA DE LA CONGELACIÓN DE ALIMENTOS MEDIANTE EL USO DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.”
- [4] E. Ballesteros, “Fuente de corriente alterna controlable entre 1Hz y 50kHz para aplicaciones de congelación magnética: Diseño e implementación de la etapa de potencia,” 2017.
- [5] “<http://www.consumer.es/seguridad-alimentaria/sociedad-y-consumo/2011/03/30/199587.php>,” *Consultada en 2016-11-29* .
- [6] C. James, G. Purnell, and S. J. James, “A review of novel and innovative food freezing technologies.,” *Food Bioprocess Technol.*, vol. 8, no. 8, pp. 1616–1634, 2015.
- [7] S. Sciencedirect, “Cryobiology,” vol. 64, pp. 301–303, 2012.
- [8] M. Kaku, T. Kawata, S. Abedini, H. Koseki, S. Kojima, H. Sumi, H. Shikata, M. Motokawa, T. Fujita, J. Ohtani, N. Ohwada, M. Kurita, and K. Tanne, “Cryobiology,” *Cryobiology*, vol. 64, no. 3, pp. 304–305, 2012.
- [9] D. Niedermeier, R. A. Shaw, S. Hartmann, H. Wex, T. Clauss, J. Voigt, and F. Stratmann, “and Physics Heterogeneous ice nucleation : exploring the transition from stochastic to singular freezing behavior,” no. 1958, pp. 8767–8775, 2011.
- [10] “Apuntes de Química I - ETSII UPM.” .
- [11] T. G. Cer and V. Rodr, “Aspectos tecnológicos de la congelación en alimentos,” vol. 1, pp. 80–96, 2007.
- [12] “Owada N, Kurita S, inventors. 2001. Super-quick freezing method and apparatus therefor. US Patent 6250087 B1.”
- [13] Y. Morono, T. Terada, Y. Yamamoto, N. Xiao, T. Hirose, M. Sugeno, N. Ohwada, and F. Inagaki, “Intact preservation of environmental samples by freezing under an alternating magnetic field,” *Environ. Microbiol. Rep.*, vol. 7, no. 2, pp. 243–251, 2015.
- [14] H. J. ZHOU Zipeng, ZHAO Hongxia, “Supercooling and crystallization of water under DC magnetic fields,” *CIESC J.*, vol. 63(5), no. 1408–1408, 2012.
- [15] O. García, A. Bravo, A. Gutiérrez, P. Alou, J. A. Oliver, and J. A. Cobos, “Configurable Power Inverter for Magnetic Hyperthermia for Cancer Treatment Purpose,” pp. 3–7.

- [16] A. Kobayashi and J. L. Kirschvink, "A ferromagnetic model for the action of electric and magnetic fields in cryopreservation," *Cryobiology*, vol. 68, no. 2, pp. 163–165, 2014.
- [17] R. Seguchi, G. Watanabe, H. Kato, and S. Yamaguchi, "Subzero 12-hour Nonfreezing Cryopreservation of Porcine Heart in a Variable Magnetic Field," *Transplant. Direct*, vol. 1, no. 9, p. e33, 2015.
- [18] M. Naito, S. Hirai, M. Mihara, H. Terayama, N. Hatayama, S. Hayashi, M. Matsushita, and M. Itoh, "Effect of a Magnetic Field on Drosophila under Supercooled Conditions," *PLoS One*, vol. 7, no. 12, pp. 1–4, 2012.
- [19] S.-I. Kojima, M. Kaku, T. Kawata, M. Motokawa, H. Sumi, H. Shikata, T. H. Abonti, S.-T. Kojima, T. Yamamoto, K. Tanne, and K. Tanimoto, "Cranial suture-like gap and bone regeneration after transplantation of cryopreserved MSCs by use of a programmed freezer with magnetic field in rats," *Cryobiology*, vol. 70, no. 3, pp. 262–268, 2015.
- [20] P.-Y. Lin, Y.-C. Yang, S.-H. Hung, S.-Y. Lee, M.-S. Lee, I.-M. Chu, and S.-M. Hwang, "Cryopreservation of human embryonic stem cells by a programmed freezer with an oscillating magnetic field," *Cryobiology*, vol. 66, no. 3, pp. 256–60, 2013.
- [21] "<http://www.kotobuki.eu/>."
- [22] E. G. De Chapa, P. A. R. J, R. Campos, L. Ruiz, J. B. Kouri, J. C. Guerrero, V. Ponce, and J. A. C. Delgado, "Preservación de córneas para trasplante en medio de cultivo MCB," pp. 20–25, 2001.
- [23] "Apuntes de la asignatura de Electrónica de Potencia - ETSII UPM."
- [24] "<https://powersimtech.com/>."
- [25] UC3M, "Conversión CC/CA. Inversores."
- [26] L. P. Viñas, "DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS Tema 3: Semiconductores."
- [27] "Apuntes de la Asignatura de Materiales II,".
- [28] "Puntos de la asignatura de Electrónica Analógica,".
- [29] D. Kahng, "United States Patent - MOSFET transistor," 1963.
- [30] M. Rashid and E. Al., *Power Electronic Handbook*, Third. 2010.
- [31] N. Mohan, T. M. Tumbeland, and W. P. Robbins, *Electrónica de Potencia*, Tercera. 2009.
- [32] "Fuente de alimentación Keysight." [Online]. Available: www.keysight.com.
- [33] Infineon, "Infineon-SPW47N60C3-DS-v02_06-en - MOSFETS - Datasheet," 2009.

-
- [34] “Diodos en antiparalelo.” [Online]. Available: <http://www.vishay.com/>.
- [35] Aa. Thermalloy, “Heatsink - Datasheet.” .
- [36] I. Rectifier, “Driver IR2110 - Datasheet,” vol. 2110. pp. 1–18.
- [37] “Piccolo DSP - Texas Instruments.” [Online]. Available: http://www.ti.com/llds/ti/microcontrollers_16-bit_32-bit/c2000_performance/real-time_control/f2802x_f2803x_f2806x/overview.page.
- [38] S. Zhao, “Diapositivas - Digital Control - Máster in Electronics - CEI.” .
- [39] L. Number and R. March, “Technical Reference Manual - Piccolo TMS320x2806x,” no. January 2011, 2014.
- [40] L. Mesa, D. Jimena, C. Muñoz, G. Alberto, D. Chávez, J. Oscar, G. López, and C. Alberto, “MODULACIÓN PWM APLICADA A INVERSORES TRIFÁSICOS DENTRO DEL ESQUEMA DE ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS AC. López Mesa Diana Jimena, Camacho Muñoz Guillermo Alberto, Díaz Chávez Jaime Oscar, Gaviria López Carlos Alberto.,” *Prim. ISA Show Andin. 2007 Ponen.*, 2007.
- [41] V. Company and Datasheets, “HFA08TB60 Vishay High Power Products Ultrafast Soft Recovery Diode , 8 A TEST CONDITIONS UNITS HFA08TB60,” pp. 1–6.
- [42] “Modelo real del condensador alta frecuencia,” *Consultada en 2017-01-12*. [Online]. Available: <https://www.feandalucia.ccoo.es/docu/p5sd5504.pdf>.
- [43] Fairchild-Semiconductors, “AN-6076 Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for.”
- [44] International-Rectifier, “Application Note AN-978 Bootstrap Circuit,” pp. 1–30.
- [45] “Pérdidas de conmutación,” *Consultada en 2016-07-07*. [Online]. Available: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1225701.
- [46] “Información PSIM,” *Consultada en 2017-01-12*. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/PSIM_Software.
- [47] “Página del fabricante de PCB,” *Consultada en 2016-12-01*. [Online]. Available: <http://www.2cisa.com/>.
- [48] “<http://web-japan.org/>.” .
- [49] I. M. P. Doyle, G. Dale, H. Choi, and B. City, “(12) UnIted States Patent,” vol. 2, no. 12, 2012.
- [50] “http://www.japan.go.jp/tomodachi/2015/autumn-winter2015/ideal_for_freezing_food.html.” .
- [51] “<https://prezi.com/jutcbgxbq2uf/presentacion-lab-4-magnetismo/>.” .
-

-
- [52] “<https://www.fisicalab.com/apartado/ley-de-ampere>.” .
 - [53] “Figura: Bobina en PCB.” [Online]. Available: es.sentey.com.
 - [54] “Figura: Transformador en PCB.” [Online]. Available: www.jlmaudio.com.
 - [55] “Figura: Bobinas para transformadores.” [Online]. Available: www.directindustry.es.
 - [56] “Figura: Distintos tipos de condensadores.” [Online]. Available: <http://componentespasivos95.blogspot.com.es/2015/05/condensadores.html>.
 - [57] “Figura: El Diodo.” [Online]. Available: <http://es.slideshare.net/erikromo54/diodo-de-potencia-42488752>.
 - [58] “¿Cómo funciona una unión PN?” [Online]. Available: <http://pelandintecno.blogspot.com.es/2014/04/como-funciona-una-union-pn.html>.
 - [59] “Curva característica del diodo.” [Online]. Available: http://datateca.unad.edu.co/contenidos/201419/Lecciones/R_Leccion_U1/curva_caracterstica_de_un_diodo.html.
 - [60] L. Power and S. Specifications, “Application Note Series Understanding Linear Power Supply Specifications,” no. 3137.